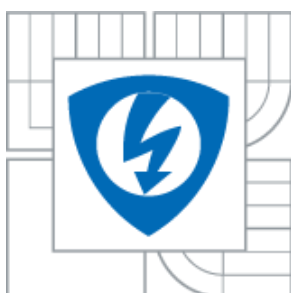




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTROTECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH ELEKTRONICKY LADITELNÉHO

KMITOČTOVÉHO FILTRU V TECHNOLOGII CMOS

DESIGN OF THE ELECTRONICALLY TUNABLE FREQUENCY FILTER IN CMOS TECHNOLOGY

Diplomová práce

Master's thesis

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

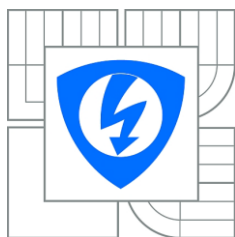
Bc. JIŘÍ ZLÁMAL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Roman Prokop Ph.D.

BRNO 2014



**VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií**

**Ústav mikroelektroniky**

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor

**Mikroelektronika**

**Student:** Bc. Jiří Zlámal

**Ročník:** 2

**ID:** 125716

**Akademický rok:** 2013/2014

## NÁZEV TÉMATU:

**Návrh elektronicky laditelných kmitočtových filtrů v technologii CMOS**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Návrh laditelných kmitočtových filtrů pro použití v integrovaných obvodech. Cílem práce je vytvoření přehledu optimálních topologií pro různé typy filtrů a různé přeladitelné parametry obvodu, včetně návrhových vztahů. Optimalizujte výběr topologií z hlediska linearity přenosu filtru, maximální přeladitelnosti a možnosti přelad'ovat nezávisle různé parametry obvodové funkce. Proved'te behaviorální simulace vybraných zapojení a specifikujte požadavky na použité analogové bloky. Na základě těchto specifikací proved'te finální návrh vybraného filtru v prostředí Cadence včetně nezbytných simulací.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího po práce

**Termín zadání:** 10. 2. 2014

**Termín odevzdání:** 29. 5. 2014

**Vedoucí práce:** Ing. Roman Prokop, Ph.D.

**Konzultanti diplomové práce:**

**prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá problematikou CT filtrů, konkrétně je řešena problematika Gm – C filtru. Jsou zde uvedeny tři linearizační techniky, které jsou porovnány z hlediska vstupního lineárního rozsahu, zkreslení a přeladění. Dále je navržen filtr druhého řádu typu dolní propust a jsou zkoumány jeho přeladovací možnosti.

## **Klíčová slova**

Laditelný filtr, MOSFET-C, Gm-C, kmitočtový filtr, integrovaný filtr, CT filtr.

## **Abstract**

Tunable filter, MOSFET-C, Gm-C, frequency filter, integrated filter, CT filter.

## **Keywords**

This master thesis deals with the problematics of CT filters and focuses on Gm – C filter. Three linearisation techniques are listed and compared in terms of linear input range, distortion and retuning. In the practical part – second - order low – pass filter is designed and its tuning capabilities are examined.

## **Bibliografická citace**

ZLÁMAL, J. *Návrh elektronicky laditelných kmitočtových filtrů v technologii CMOS*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 57 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Roman Prokop, Ph.D..

## **Prohlášení autora o původnosti díla**

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Návrh elektronicky laditelného filtru v technologii CMOS“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne .....

.....

podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu práce, Ing. Roman Prokop, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat svým rodičům a své snoubence za velkou podporu při studiu.

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře  
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

**Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)**  
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

# OBSAH

Seznam obrázků .....	8
Seznam tabulek .....	10
ÚVOD .....	11
1. Kmitočtové filtry a jejich vlastnosti .....	12
1.1. Základní pojmy a rozdělení .....	12
1.2. Přenosová funkce a veličiny .....	14
1.3. Typy aproximací .....	15
Besselova aproximace .....	16
Butterworthova aproximace .....	16
Čebyšova aproximace .....	17
Cauerova aproximace .....	17
2. Integrované filtry .....	18
3. Topologie .....	22
3.1. Požadavky na topologii laditelných filtrů .....	22
3.2. Integrátor .....	22
3.3. Diferenční integrátor .....	24
3.4. Topologie MOSFET – C .....	26
Plně diferenční zapojení integrátoru .....	27
Plně diferenční zapojení integrátoru s křížením .....	29
3.1. Topologie Gm – C .....	32
Jednoduchý OTA .....	33
Linearizace pomocí konstantního $V_{ds}$ .....	35
Linearizace pomocí source degenerace (SD) .....	37
Linearizace pomocí křížení .....	40
Linearizace pomocí 2 křížených transkonduktorů s SD .....	42
4. Návrh filtru .....	44
Simulace .....	48
5. Závěr .....	50
6. Seznam použité literatury .....	51

7. Seznam použitých zkratek.....	53
Přílohy .....	55
Příloha 1 Schéma transkonduktoru .....	55
Příloha 2 Schéma filtru .....	56
Příloha 3 Modulová frekvenční charakteristika filtru.....	57

# Seznam obrázků

Obr. 1 Průchod vstupního neharmonického signálu základními typy filtrů a) Průběh vstupního signálu a jeho frekvenční spektrum, b) až e) výstupní signály a jejich frekvenční spektra za filtry typu: b) DP, c) HP, d) PP, e) PZ [1]	13
Obr. 2 Přehled standardních aproximací pro DP [7]	16
Obr. 3 Realizace odporu pomocí spínaného kapacitou	19
Obr. 4 Rozdělení integrovaných filtrů	21
Obr. 5 Ideální modulová a fázová charakteristika integrátoru	23
Obr. 6 Plně diferenční zapojení pro odstranění nelinearit	25
Obr. 7 Integrátor RC a MOSFET-C	26
Obr. 8 Plně diferenční zapojení integrátoru	28
Obr. 9 Plně diferenční zapojení integrátoru s křížením	30
Obr. 10 Řídící a signálový rozsah pro tranzistor s n-kanálem [11]	30
Obr. 11 Topologie $G_m - C$	33
Obr. 12 Vnitřní struktura jednoduchého OTA	34
Obr. 13 Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance na vstupním napětí jednoduchého OTA	35
Obr. 14 Linearizace transkonduktoru s konstantním $V_{ds}$	36
Obr. 15 Linearizační technika využívající source degenerace a) s odporem b) s tranzistorem v lineárním režimu	37
Obr. 16 Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance na vstupním napětí	38
Obr. 17 Source degenerace využívající 2 tranzistory	39
Obr. 18 Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance na vstupním napětí pro zapojení z Obr. 17	40
Obr. 19 Linearizace pomocí křížení	41
Obr. 20 Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance v zapojení s křížením při poměru $I_{B1} : I_{B2} = 1 : 4$	42
Obr. 21 Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance	43
Obr. 22 Křížení dvou tranzistorů s source degenerací	43
Obr. 23 Zesilovač	44
Obr. 24 Ideální integrátor	44
Obr. 25 Ztrátový integrátor	45



Obr. 26 Tow – Thomas filtr 2. Řádu \_\_\_\_\_ 46

Obr. 27 Závislost mezní frekvence na řídicím napětí pro krajní hodnoty prvků (tzv. cornry)  
\_\_\_\_\_ 48

# Seznam tabulek

Tabulka 1 Parametry filtru.....	47
Tabulka 2 Hodnoty transkonduktance a tranzistorů .....	47
Tabulka 3 Výsledky corner analýzy pro mezní frekvenci .....	49

# ÚVOD

Kmitočtové filtry jsou jedním ze základních obvodů v celé řadě oblastí elektrotechniky a elektroniky od telekomunikací, přes hudební průmysl, až po silnoproud. I tato oblast elektroniky se od poloviny minulého století uchylovala od realizace diskretními součástkami, přes hybridní integrované obvody až k plně integrovaným filtrům. Realizace plně integrovaného filtru skýtá hned několik úskalí. Návrh takového filtru nelze jednoduše převzít z diskretní podoby a aplikovat jej do podoby integrované, je to především dáno omezením technologie, v které realizaci provádíme (CMOS). Omezení je několik, mezi hlavní patří nemožnost realizace induktoru nebo relativně velké omezení hodnot odporů a kapacitorů. Významným omezením je velký rozptyl hodnot jednotlivých součástek, kdy je pak nutné parametry výsledného zařízení, tedy filtru, doladovat. Velkou protiváhou tohoto nedostatku je velmi dobrý relativní poměr stejných prvků na čipu, z čeho lze těžit a kompenzovat jiné nedostatky.

Jak bylo výše uvedeno, integrované filtry je často nutné doladovat nebo jsou požadavky přímo na přeladování. Přeladování je děleno do 2 základních oblastí, na nespojitě pracující v čase, kde se nejčastěji využívá spínaných kondenzátorů a spojitě pracující tzv. CT (continuous time), kde přeladění probíhá změnou parametru aktivního prvku. Tato práce se zaměřuje na filtry spojitě pracující v čase. Konkrétně pak topologií gm-C.

# 1.Kmitočtové filtry a jejich vlastnosti

## 1.1.Základní pojmy a rozdělení

Kmitočtové filtry jsou součástky sloužící k úpravě procházejícího signálu. Dominantní funkcí kmitočtových filtrů je selektování určitých složek z daného spektra kmitočtů nesených tímto signálem. V ideálním případě zachované složky signálu přenesou bez útlumu na svůj výstup a vyselektované složky úplně utlumí. Tyto vlastnosti nejčastěji zaznamenává amplitudová kmitočtová charakteristika.

Důsledkem přítomnosti akumulčních prvků ve filtru se signál procházející filtrem časově zpožďuje nebo můžeme hovořit o fázovém posuvu harmonických složek. Fázový posuv nejčastěji vyjadřujeme pomocí fázové kmitočtové charakteristiky.

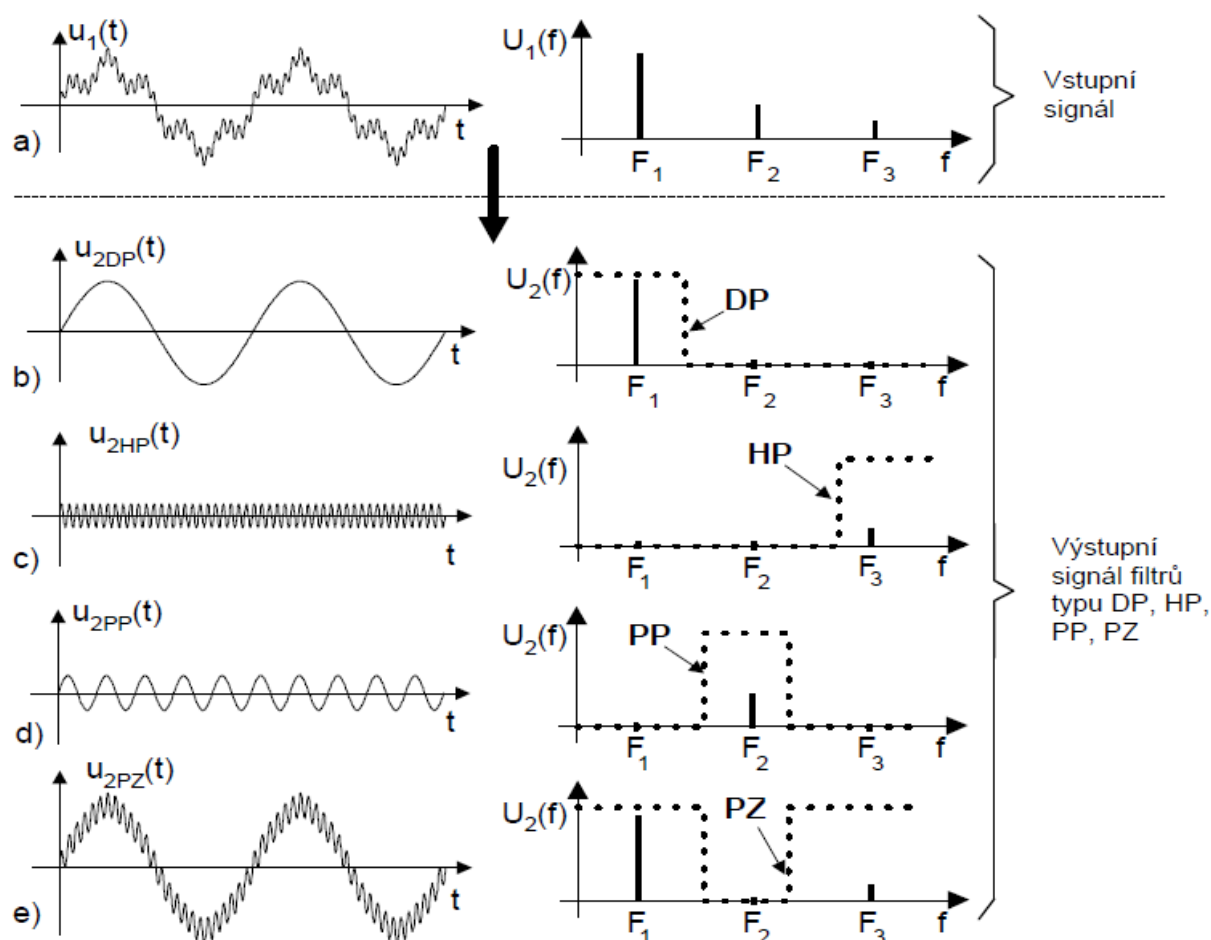
Kmitočtové filtry můžeme rozdělit do třech základních skupin podle jejich funkce. Jsou to selektivní filtry, korekční filtry a fázovací (zpožďovací) filtry.

### – Selektivní filtry

Tyto filtry mají za úkol potlačit přenos kmitočtových složek signálu v nepropustném pásmu. Podle rozložení propustného a nepropustného pásma je lze dále dělit:

- Dolní propust (DP), utlumuje složky signálu vyšší než mezní kmitočet  $F_M$
- Horní propust (HP), utlumuje složky signálu nižší než mezní kmitočet  $F_M$
- Pásmová propust (PP), propouští složky signálu mezi mezním dolním  $F_{M1}$  a horním  $F_{M2}$  kmitočtem
- Pásmová zádrž (PZ), nepropouští složky signálu mezi mezním dolním  $F_{M1}$  a horním  $F_{M2}$  kmitočtem

Na Obr. 1 můžeme vidět příklad časového průběhu neharmonického signálu, který prochází základními typy filtrů (DP, HP, PP a PZ). Je zde názorně zobrazeno, jak jednotlivé filtry selektují určité složky frekvenčního spektra.



**Obr. 1 Průchod vstupního neharmonického signálu základními typy filtrů a) Průběh vstupního signálu a jeho frekvenční spektrum, b) až e) výstupní signály a jejich frekvenční spektra za filtry typu: b) DP, c) HP, d) PP, e) PZ [1]**

- Korekční filtry - Na rozdíl od předchozí skupiny selektivních filtrů je hlavním cílem těchto filtrů taková kmitočtová závislost přenosu  $K_2$ , která koriguje přenos některých bloků přenosového řetězce  $K_1$  tak, aby modul přenosu celé soustavy  $K$  byl kmitočtově nezávislý. Názorné je to v případě vyjádření přenosů v logaritmické ose (v dB), kdy výsledný přenos je součtem dílčích přenosů bloků spojených v kaskádě.[2]
- Fázovací filtry - Pro fázovací obvody je nejdůležitější kmitočtově závislá fázová charakteristika. Jejich modulová charakteristika je kmitočtově nezávislá (též se někdy tyto obvody označují jako vše-propustné – allpass).[2]

## 1.2. Přenosová funkce a veličiny

Přenosová funkce  $K_U$  (1.1) vyjadřuje vztah mezi vstupním a výstupním signálem ve spojitém systému.

$$K_U = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}} \quad 1.1$$

Matematicky přenosovou funkcí v kmitočtové oblasti  $H(s)$  (1.2), tedy po použití Laplaceovy transformace, lze popsat jako podíl Laplaceova obrazu výstupní veličiny  $Y(s)$  ku obrazu vstupní veličiny  $X(s)$  při nulových počátečních podmínkách.[3]

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad 1.2$$

Nejčastějším vyjádřením přenosové funkce je racionální lomená funkce

$$H(s) = \frac{a_m(s^m) + a_{m-1}(s^{m-1}) + \dots + a_1(s^1) + a_0}{b_n(s^n) + b_{n-1}(s^{n-1}) + \dots + b_1(s^1) + b_0}, \quad 1.3$$

kde  $s$  je Laplaceův operátor a také komplexní kmitočet, který běžně uvažujeme  $s=j\omega$ . Substitucí, kde  $\omega$  je úhlový kmitočet, dostaneme racionální lomenou funkci ve tvaru

$$H(j\omega) = \frac{a_m(j\omega)^m + a_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + a_1(j\omega)^1 + a_0}{b_n(j\omega)^n + b_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + b_1(j\omega)^1 + b_0}, \quad 1.4$$

kde  $m \leq n$ . Nejvyšší mocnina  $n$  udává řád funkce a při praktické realizaci jistým způsobem určuje také minimální počet akumulčních prvků, tedy kondenzátorů popřípadě cívek.[51]

Pro praktický návrh filtru je důležitá i volba potřebného řádu filtru. Se stoupajícím řádem se modulová charakteristika blíží ideálnímu filtru. S tímto však roste taky cena a nároky na realizaci filtru. Tato práce se bude zabývat pouze filtry 2. řádu.

Racionální lomená funkce se tedy skládá ze dvou polynomů v čitateli a jmenovateli. Koeficienty  $a$  a  $b$  v jednotlivých polynomech určují vlastnosti daného zapojení. Typ filtru

určuje čítelel a rozhodující vlastnosti určuje jmenovatel. Přenosovou funkci nejčastěji upravujeme pomocí rozkladů těchto polynomů na kořenové činitele do tvaru

$$H(s) = a_m \frac{(s - s_{am})(s - s_{a(m-1)}) \dots (s - s_{a1})}{(s - s_{bn})(s - s_{b(n-1)}) \dots (s - s_{b1})}, \quad 1.5$$

kde kořeny čítelelů  $s_{ai}$  a  $s_{bi}$  jsou obecně komplexní kořeny polynomů. Bude-li hodnota alespoň jednoho kořenu čítelele rovna hodnotě komplexního kmitočtu  $s$ , bude hodnota příslušného členu a tedy i celého čítelele a přenosové funkce nulová. Zde se jedná o nulový bod funkce (nuloavý přenos). Podobně, bude-li se shodovat jeden z kořenů jmenovatele s hodnotou komplexního kmitočtu, bude hodnota celého jmenovatele nulová, ale přenosová funkce bude mít v tomto bodě nekonečnou hodnotu, zde hovoříme o pólu přenosové funkce (nekonečný přenos). Obecně jsou nuly a póly přenosové funkce komplexní čísla, mohou však být reálné či čistě imaginární. Z hlediska stability se musí póly přenosu nacházet v levé polorovině polárního souřadnicového systému, reálná část kmitočtu pólu musí byt tedy záporná.[5][4][3]

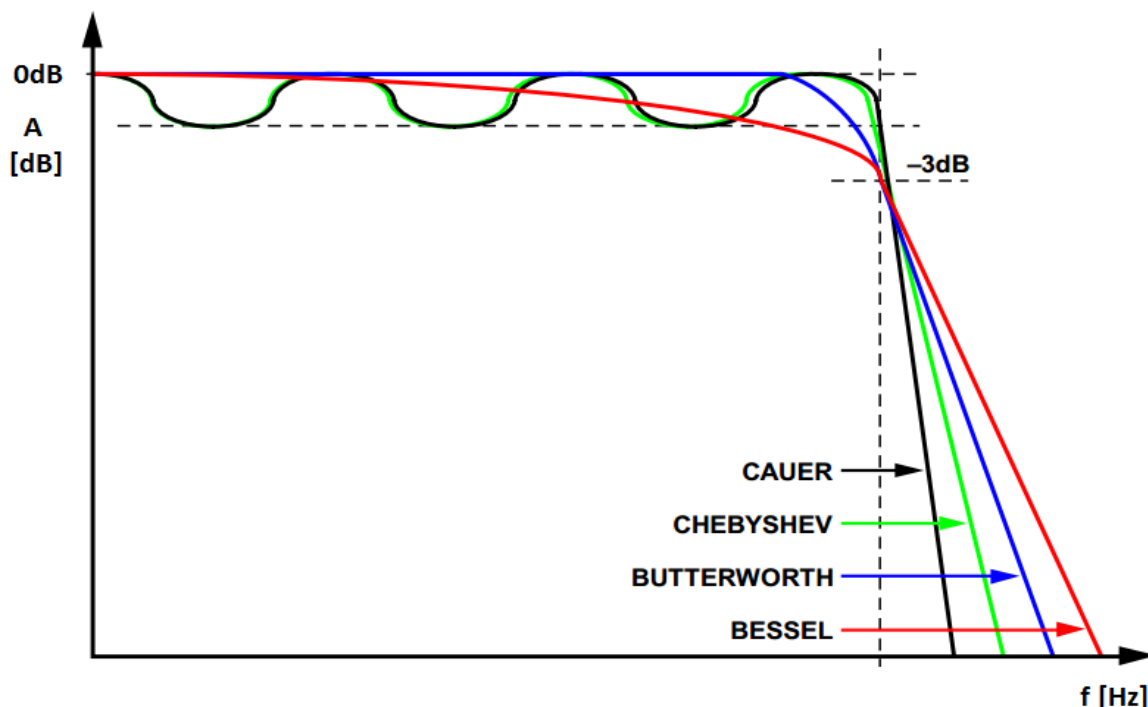
Bude-li přenosová funkce druhého řádu normována ( $b_n=1$ ), pak koeficienty jednotlivých polynomů budou přímo určovat parametry filtr. Konkrétně mezní kmitočet ( $\Omega_0$  resp.  $F_0$ ) a činitel jakosti ( $Q$ ). Přenosové funkce vyšších řádů bývají často vyjadřovány jako součin přenosových funkcí 2. řádu. Jedná-li se o lichou přenosovou funkci, bývá vynásobena ještě přenosovou funkcí 1. řádu.

Činitel jakosti udává schopnost tlumení filtru. Je roven podílu frekvence, kdy je procházející signál nejvíce tlumen a šířky pásma. Činitel jakosti taky určuje ztráty v daném obvodu, čím je vyšší, tím menší jsou ztráty.[6]

### 1.3. Typy aproximací

Aproximační úloha je ve skutečnosti fáze návrhu filtru, kdy je vybírána standardní přenosová funkce (aproximace). Obvykle bývá zadáno toleranční pole pro modulovou charakteristiku, a pak je vybíráno řešení čili aproximace ze standardních přenosových funkcí.

Mezi nejznámější a také nepoužívanější druhy standardních aproximací patří Besselova, Butterworthova, Čebyšova a Caurova aproximace. Na Obr. 2 jsou znázorněny průběhy těchto aproximací pro DP.



Obr. 2 Přehled standardních aproximací pro DP [7]

### Besselova aproximace

Tato aproximace se vyznačuje velkou linearitou. V propustném pásmu nemá téměř žádné zvlnění, ale dochází již zde k postupnému útlumu. Má velmi malou strmost do nepropustného pásma. Tyto rysy předurčují tuto aproximaci k použití tam, kde je požadováno zachování tvaru vstupního signálu.

### Butterworthova aproximace

Řadí se mezi nepoužívanější aproximace. Má nejvyšší linearitu v propustném pásmu modulové charakteristiky. Je využívána tam, kde jsou velké nároky na zachování amplitudy v propustném pásmu.



## **Čebyšova aproximace**

Čebyšova aproximace dosahuje velké strmosti charakteristiky do nepropustného pásma s relativně vysokým útlumem. Nevýhodou zde však je významné zvlnění v propustném pásmu a nelinearita fázové charakteristiky.

## **Cauerova aproximace**

Tato aproximace dosahuje nejstrmějšího přechodu do pásma potlačení a nevyššího potlačení z daných aproximací pro nízké řády filtrů. Nevýhodou stejně jako v předchozím případě je zvlnění, které u této aproximace dosahuje nejvyšších hodnot.

Mimo tyto standardní aproximace existují další speciální aproximace, které slouží k specifickým účelům. Mezi tyto se například řadí Gaussova aproximace, Legendrova aproximace, Tranzitivní aproximace, Kasteleinova aproximace a jiné.

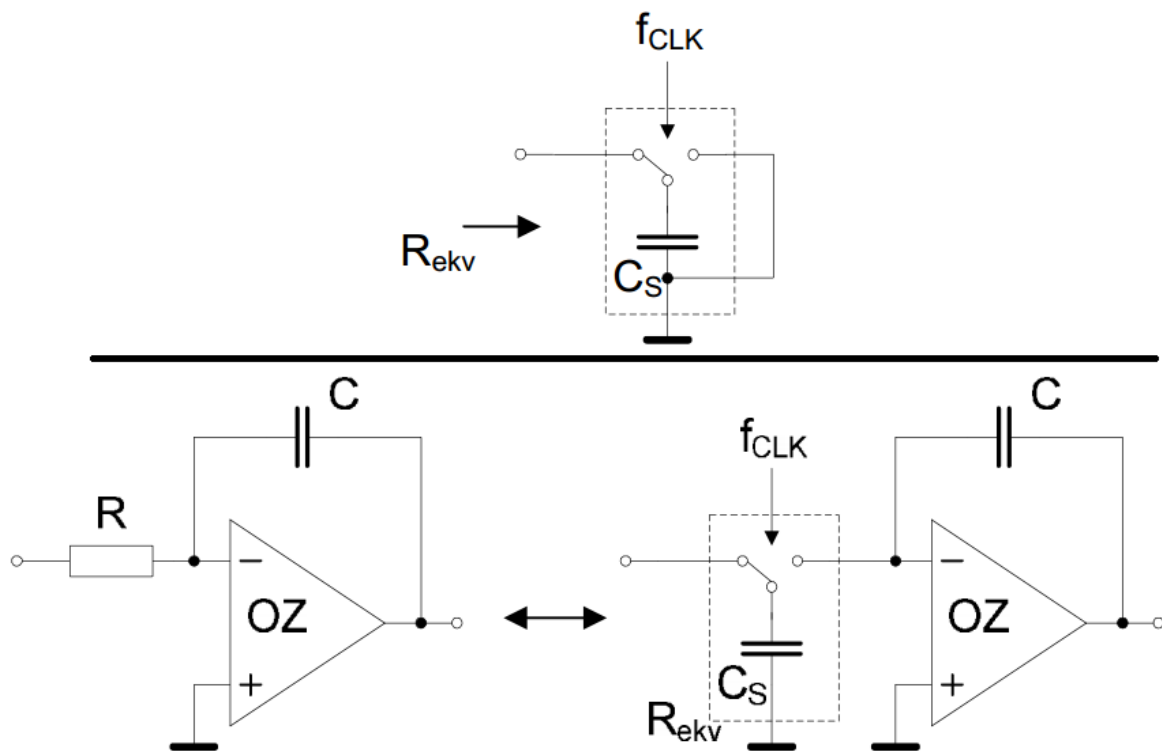
V některých případech návrhu filtru nevyhovují standardní ani speciální aproximace. Nastává problém řešení aproximační úlohy individuálně, což je velice náročné, a to z úhlu pohledu znalostí, ale i zkušeností.

## 2.Integrované filtry

Vzhledem k potřebě neustálé miniaturizace ve všech oblastech elektroniky bylo nutné také vymyslet realizaci kmitočtového filtru v integrované podobě. Dlouho byla vážným problémem nenahraditelnost cívky, vzhledem k její nepřizpůsobivosti pro miniaturizaci. Tento problém byl částečně vyřešen počátkem 60. let vznikem aktivního RC filtru (ARC filtru). Nejprve byly integrované obvody realizovány pomocí hybridní technologie, kde se vyskytovaly monolitické operační zesilovače, kapacitní čipy a tlustovrstvé rezistory. Vznik monolitického, plně integrovaného filtru nejlépe umožňuje technologie CMOS vzhledem k relativně snadnému vytvoření kvalitních kapacitorů. Ovšem tato technologie s sebou přinesla i několik problémů. Jedním z nich je neefektivnost využití plochy čipu. Bude-li uvažována realizace integrovaného filtru okolo dolní hranice akustického pásma (4kHz), pak tomu bude odpovídat časová konstanta  $RC = 10^{-4}$  s. Vzhledem k faktu, že MOS kapacitory se vyrábí maximálně řádově 10pF je tedy nutno vyrobit rezistor o hodnotě řádově  $10^7 \Omega$ . Rezistor o takové hodnotě bude na čipu zabírat asi  $10^6 \mu m^2$ , což je asi 10% celkové průměrné plochy čipu. I tento problém byl nakonec překonán, a to náhradou odporu jiným prvkem, což bude popsáno dále.[8]

Analogové integrované filtry v CMOS technologii lze rozdělit podle způsobu realizace do dvou základních skupin, které se odlišují zpracováním signálu, a to na spojitě a nespojitě zpracovávající signál. Rozdělení integrovaných filtrů je na Obr. 4.

Nespojitě zpracování signálu bývá realizováno pomocí spínacích kondenzátorů (SC) nebo spínaných proudů. Vzhledem k tomu, že tyto filtry používají vzorkování vstupního signálu, je nutné dodržovat Nyquistův-Shannonův teorém, kdy vzorkovací frekvence musí být více než dvojnásobná oproti nejvyšší harmonické složce vstupního signálu.



**Obr. 3 Realizace odporu pomocí spínaného kapacitou**

Na Obr. 3 je vidět způsob náhrady odporu spínaným kondenzátorem. Ekvivalentní odpor má pak nepřímoúměrnou hodnotu kapacity kondenzátoru a frekvence viz 2.1.

$$R_{ekv} = \frac{1}{f_{clk}C} \quad 2.1$$

Výhody této realizace:

- Výrobní přesnost poměru kapacit 0,05 – 1%
- Kapacitor v CMOS je snazší implementovat na čip
- Dobrá přesnost časových konstant
- Dobrá napěťová linearita
- Dobré teplotní charakteristiky

Nevýhody:

- Pronikání řídicího signálu do zpracovávaného signálu
- Injekce náboje ze spínače
- Chyby přizpůsobení použitých kapacitorů
- Parazitní kapacity
- Nutnost dodržení Nyquist-Shannonova teorému, omezuje použití těchto filtrů pouze do řádově MHz.[8][9]

Druhou možností jsou filtry pracující spojitě v čase známé jako CT (Continuous Time) filtry. Jejich hlavní výhodou je, že mohou pracovat ve vyšších kmitočtech než nespojitě filtry. Další výhodou je fakt, že nemají žádný řídicí signál, který by pronikal do zpracovávaného signálu. Nevýhodou však je velký rozptyl a nestálost elementárních prvků respektive závislost parametrů přenosové funkce, obzvláště pak závislost mezní frekvence na těchto prvcích. V CMOS technologii je možné vyrobit rezistory a kondenzátory s přesností 5-20%, což může vést k celkové chybě časové konstanty RC až 40%. Velký vliv na změnu této veličiny má také teplota a úroveň zpracování signálu. Další nevýhodou těchto filtrů je malá linearita a horší šumové vlastnosti.[8] Tyto filtry získaly větší pozornost v druhé polovině 80. V současné době jsou realizovány nejčastěji v technologii CMOS, ale pro některé realizace jsou výhodnější technologie jako BiCMOS, GaAs nebo SiGe [11].

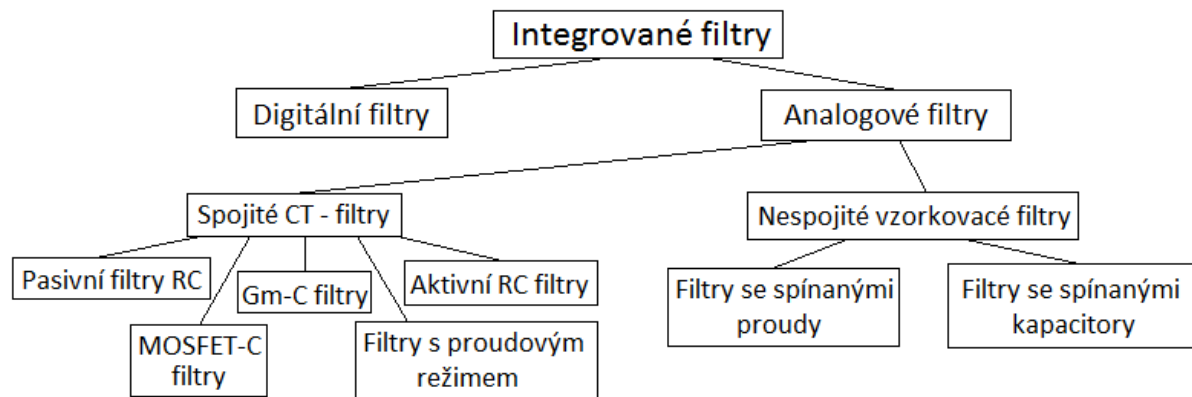
Výhody:

- Práce na vyšších kmitočtech
- Nižší spotřeba
- Plocha na čipu
- Neovlivňování řídicím signálem
- Nízkonapěťové aplikace

Nevýhody:

- Velký rozptyl parametrů
- Závislost na teplotě
- Parazitní kapacity

- Vstupní napěťový rozsah
- Šum
- Linearita
- Složitost návrhu



**Obr. 4 Rozdělení integrovaných filtrů**

### 3. Topologie

Jak již bylo výše uvedeno, cívka se do integrované podoby převádí velmi nesnadno a prakticky se nevyužívá. V integrovaných filtrech jsou tedy využívány pouze odpory, kondenzátory a aktivní prvky, které je možné použít jako syntetické odpory a cívky. Známé topologie z oblasti diskretních součástek nelze vždy využít, proto byly vyvinuty nové topologie pro integrované filtry, které v diskretní podobě nemají ekvivalent.

#### 3.1. Požadavky na topologii laditelných filtrů

Hovoří-li se o laditelných filtrech, je uvažována změna hodnoty mezního kmitočtu. To se děje nejčastěji za účelem kompenzace rozptylu, který je daný změnou teploty či stárnutím, nebo za účelem změny přenosové funkce (mezního kmitočtu). Ve většině případů je nutné, aby ostatní parametry filtru zůstaly nezměněny.

Dalším důležitým požadavkem je, aby hodnoty stejných prvků (odpory, kondenzátory) byly co nejméně odlišné. Poměry hodnot stejných prvků mohou mít výrazný vliv na změnu činitele jakosti filtru. Důležitá je taky malá citlivost obvodu na parazitní obvodové prvky.

V plně integrovaných laditelných filtrech se jako hlavní obvodový prvek využívá zapojení integrátoru. Ten umožní relativně nezávislé přeladění mezní frekvence s ostatními parametry. Další výhodou je fakt, že je relativně málo citlivý na parazitní obvodové prvky [10].

#### 3.2. Integrátor

Jak již bylo zmíněno, integrátor je základním stavebním prvkem integrovaných filtrů. V diskretní oblasti jej lze realizovat jako RC nebo RL článek. Pro účely přeladění filtru se využívá mnohých zapojení. Příklady topologií:

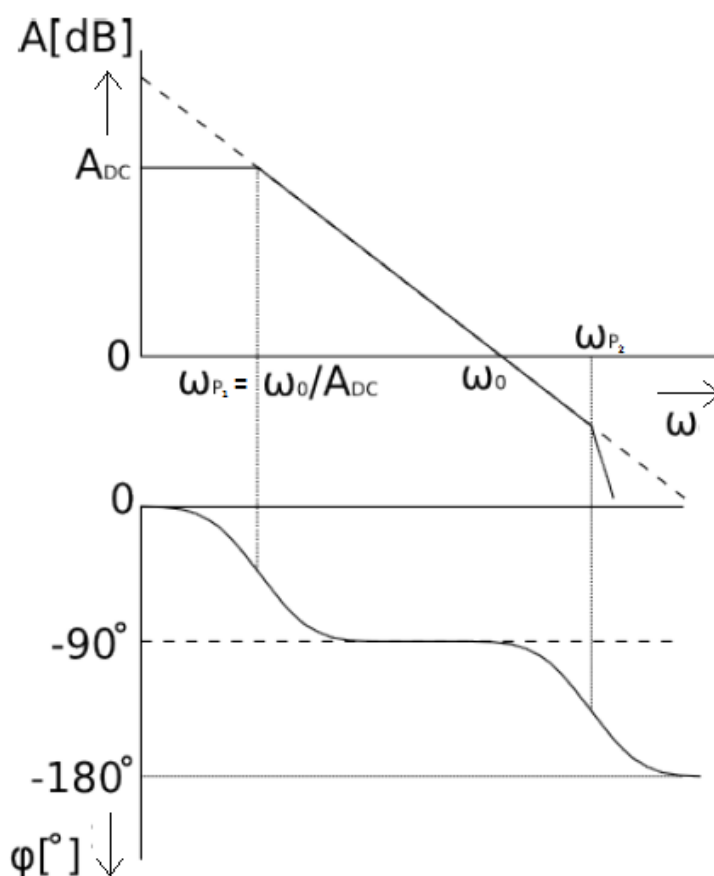
- MOSFET - C
- $G_m - C$
- CCII –  $G_m - C$
- D-A převodník - C

Tyto topologie se od sebe odlišují způsobem přeladění, mírou citlivosti na parazitní prvky dále také složitostí návrhu, velikostí zpracovávané frekvence, vstupním napětovým rozsahem, prostorem na čipu nebo také spotřebou.

Ideální integrátor vytváří na výstupu napětí, které je ideálním integrálem vstupního napětí. Přenosová funkce takového integrátoru je dána rovnicí 3.1.

$$H(s) = K \frac{1}{s} \quad 3.1$$

kde  $K$  je integrační konstanta. U ideálního integrátoru pól přenosové funkce leží na nulovém kmitočtu a nula přenosu na nekonečném kmitočtu.



**Obr. 5 Ideální modulová a fázová charakteristika integrátoru**

Na Obr. 5 je znázorněna ideální (čárkovaně) a asymptoty reálné (souvisle) kmitočtové a fázové charakteristiky. Symbol  $\omega_0$  je kmitočet udávající jednotkový přenos a odpovídá hodnotě integrační konstanty. Jak již bylo uvedeno ideální integrátor má

nekonečný přenos na nulové frekvenci, čili nekonečný stejnosměrný přenos, což nelze tvrdit o reálném integrátoru, který jej má konečný a poměr  $\omega_0$  a přenosu  $A_{DC}$  udává první pól přenosové funkce  $\omega_{p1}$  (dominantní pól). Asymptota reálné charakteristiky se dále láme na druhém pólu  $\omega_{p2}$  (tzv. parazitní pól). Mezi 1. a 2. pólem mají obě charakteristiky stejný průběh, tedy klesají o 20dB/dek. Reálná charakteristika za 2. pólem klesá se strmostí 40dB/dek.

Integrační funkce je řízena reaktančním prvkem, jenž v CMOS technologii je realizovaný jedině kondenzátorem. Podle rovnice 3.2 kondenzátor integruje proud na svém vstupu a napětí na něm je dáno tímto proudem. Pro napěťové signály je nutné před kondenzátor zapojit součástku převádějící napětí na proud (např. odpor).

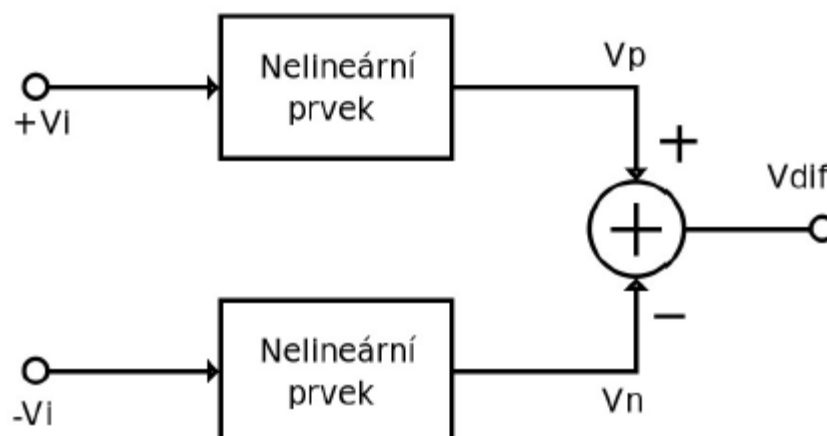
$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\tau) d\tau + u_c(t_0) \quad 3.2$$

### 3.3. Diferenční integrátor

Velkým problémem CT integrovaných filtrů je jejich malý dynamický rozsah. Zdola je limitován šumem a shora obvodovou nelinearitou, signál na vstupu se tedy musí pohybovat v lineární části přenosové charakteristiky. Je-li signál mimo toto ohraničení, dochází k harmonickému anebo také intermodulačnímu zkreslení. Jednou z nejjednodušších možností, jak omezit zkreslení a šum je rozdílové neboli diferenční zapojení obvodu.

Zapojení na Obr. 6 je znázorněno blokové schéma plně diferenčního obvodu pro částečnou eliminaci zkreslení, které způsobují nelineární prvky. Napětí  $V_P$  a  $V_N$  je možné získat Taylorovým rozvojem viz 3.3. Výstupní diferenční napětí je v rovnici 3.4. Je tedy zřejmé, že se na výstupu odečtou zkreslení se sudými kvadratickými členy, což bude platit pouze, budou-li nelineární prvky co nejvíce podobné.





**Obr. 6 Plně diferenční zapojení pro odstranění nelinearit**

$$v_P = v_N = k_1 v_i + k_2 v_i^2 + k_3 v_i^3 \dots \quad 3.3$$

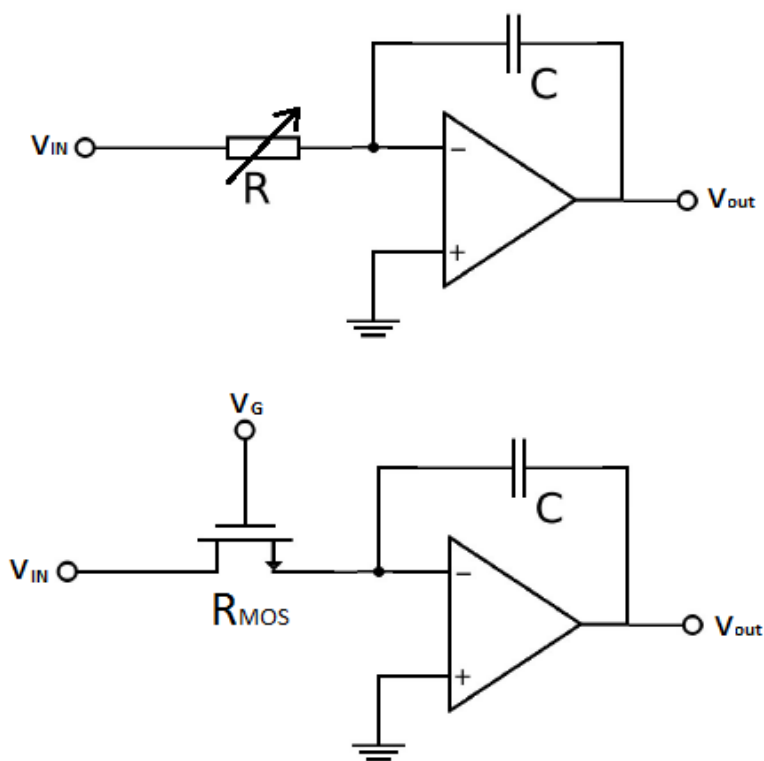
$$v_{DIF} = 2k_1 v_i + 2k_3 v_i^3 + 2k_5 v_i^5 \quad 3.4$$

Toto zapojení také významně omezuje interferenční šum zavedený k signálu z venku. To ovšem platí, jen pokud jsou signálové cesty stejné a šum je vztažen proti zemi. Nejčastějšími zdroji šumu jsou napájení nebo například šum substrátu.

Diferenční zapojení tedy může snižovat zkreslení dané nelinearitou prvků a zároveň výrazně omezovat šum zavedený do signálu. Přední nevýhodou zde však je složitost návrhu a hlavně využití plochy čipu, která se zdvojnásobí. Tato relativně snadná technika snižující zkreslení a potlačující šum je i s těmito nevýhodami často používána, jelikož zvyšuje dynamický rozsah.

### 3.4.Topologie MOSFET – C

Technika návrhu MOSFET-C byla představena v roce 1983, jako jednoduchá a efektivní metoda pro integrování CT filtrů na jediný čip [11]. Tato topologie vychází z diskretního zapojení aktivního RC članku, jak je znázorněno na Obr. 7. Rozdíl tedy spočívá v náhradě odporu tranzistorem MOSFET, který lze řídit, v lineárním režimu, změnou napětí na bráně GATE.



**Obr. 7 Integrátor RC a MOSFET-C**

Operační zesilovač v tomto zapojení zapojen se zápornou zpětnou vazbou. Napětí mezi vstupy operačního zesilovače je nulové, tedy na odporu potažmo na tranzistoru je celé vstupní napětí. Přenosová funkce lze spočítat ze vztahu 3.5. Vzhledem k zapojení OZ znaménko přenosové funkce musí být záporné. Integrovaná konstanta je nepřímá součinná součinu odporu a kondenzátoru.

$$H(s) = -\frac{1}{sRC} \quad 3.5$$

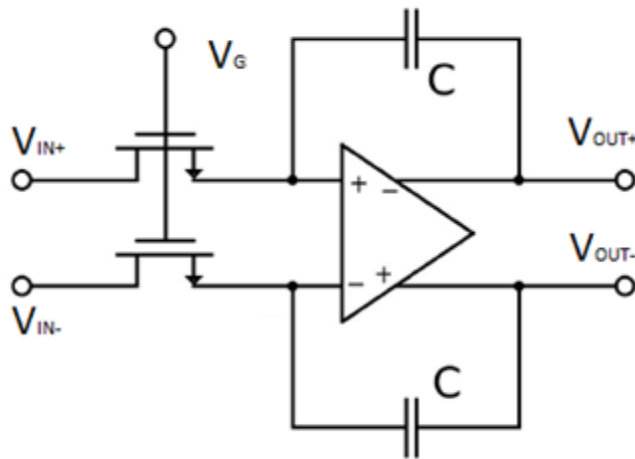
Proud tranzistorem v lineárním režimu je dán rovnicí 3.6, kde  $K_P$  je dána pohyblivostí a kapacitou oxidu,  $W$  je šířka kanálu,  $L$  je délka kanálu,  $V_{OD}$  je rozdíl  $V_{GS}$  a  $V_T$  a určuje režim tranzistoru,  $V_{DS}$  je napětí mezi oblastí DRAIN a SOURCE.

$$I_D = \frac{1}{2} K_P \frac{W}{L} (V_{OD} V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}) \quad 3.6$$

I přestože se tranzistor nachází v lineární části své charakteristiky, jeho chování není zcela lineární a dochází k harmonickému zkreslení (nebo i intermodulačnímu) signálu. Existuje několik možností linearizace u některých z nich je nutné adaptivní řízení hradla jiné nelze realizovat v technologii CMOS07.

### **Plně diferenční zapojení integrátoru**

Jednou z možností je plně diferenční zapojení integrátoru, které je znázorněno na Obr. 8. V plně diferenčním zapojení jsou oba vstupy OZ připojeny na virtuální zem. Proudů oběma tranzistory se odečtou a výsledkem je lineární závislost, což je matematicky vyjádřeno v rovnicích 3.7, 3.8 a 3.9.



**Obr. 8 Plně diferenční zapojení integrátoru**

$$I_{DMOS1} = KP \frac{W}{L} (V_{OD} V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}) \quad 3.7$$

$$I_{DMOS2} = KP \frac{W}{L} (V_{OD} V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}) \quad 3.8$$

$$I_{DMOS1} - I_{DMOS2} = 2KP \frac{W}{L} (V_{OD} V_{DS}) \quad 3.9$$

Výsledný odpor tranzistorů v takovémto zapojení je dán vztahem 3.10.

$$r_{ds} = \frac{L}{KP W (V_{OD})} \quad 3.10$$

Plně diferenční zapojení integrátoru má velmi malý rozsah přeladění. Výrazně eliminuje druhou harmonickou složku harmonického zkreslení. [10]

## Plně diferenční zapojení integrátoru s křížením

Druhou možností linearizace je zapojení na Obr. 9. Toto zapojení potlačuje i třetí harmonickou složku zkreslení. Hlavní výhodou tohoto zapojení je větší rozsah přeladění. Výpočty pro toto zapojení jsou znázorněny v rovnicích 3.11, 3.12 a 3.13.

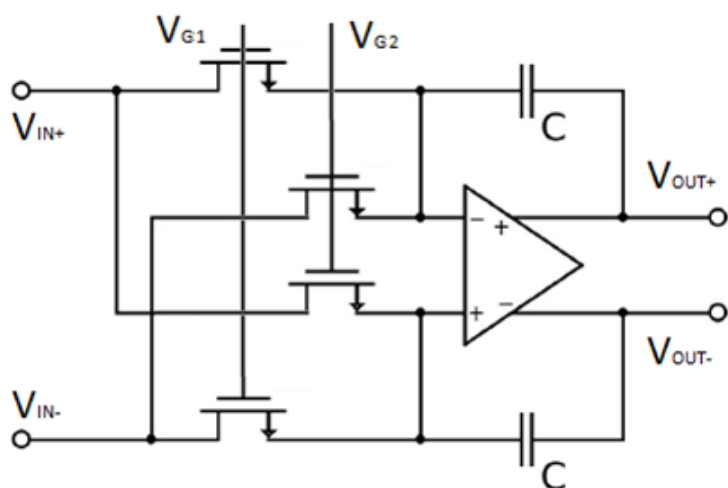
$$I_{DMOS1} = KP \frac{W}{L} ((V_{OD} + \Delta V_{OD}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}) \quad 3.11$$

$$I_{DMOS2} = KP \frac{W}{L} ((V_{OD} + \Delta V_{OD}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}) \quad 3.12$$

$$I_{DMOS1} - I_{DMOS2} = 2KP \frac{W}{L} \Delta V_{OD} V_{DS} \quad 3.13$$

Výsledný odpor tranzistorů v takovémto zapojení je dána vztahem 3.14, kde  $\Delta V_{OD}$  vyjadřuje rozdíl  $V_{G1} - V_{G2}$ .

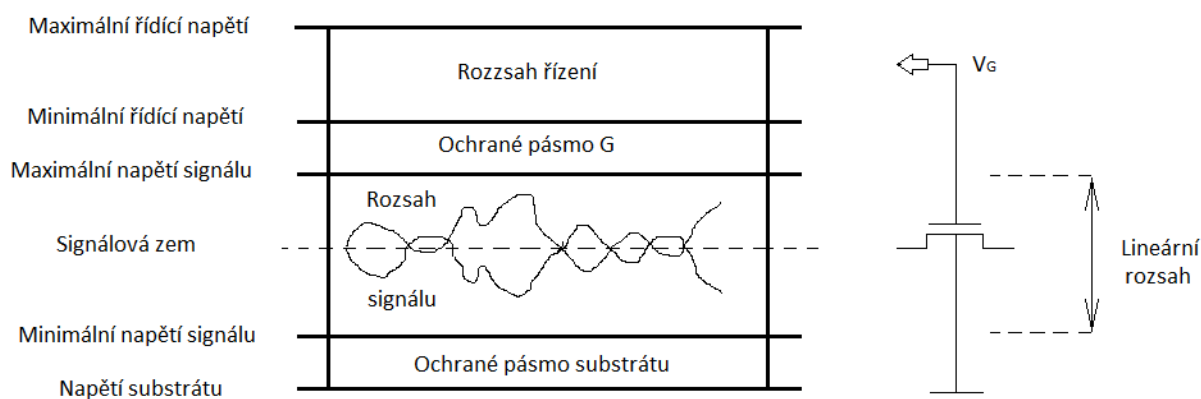
$$r_{ds} = \frac{L}{KP W \Delta V_{OD}} \quad 3.14$$



**Obr. 9 Plně diferenční zapojení integrátoru s křížením**

Řízení u obou zapojení probíhá pomocí napětí  $V_G$ , toto napětí je zdola omezeno nerovnicí 3.15 a shora napájecím napětím.[10] Na Obr. 10 je znázorněn řídicí a napěťový rozsah tranzistoru s kanálem typu N.

$$V_{GS} > V_{DS(IN)} + V_{TH(NMOS)} \quad 3.15$$



**Obr. 10 Řídicí a signálový rozsah pro tranzistor s n-kanálem [11]**

MOSFET-C topologie je často používaná v aplikacích, kde je kladen důraz na relativně velký dynamický rozsah, kontinuální zpracování signálu. Bývá navržena pro nízké a vyšší kmitočty do 100MHz. Lineární rozsah je nepřímo úměrně propojený

s řídicím rozsahem, lze tedy říci, že čím vyšší lineární rozsah budeme chtít, tím nižší budeme mít řídicí rozsah a naopak. Je tedy zřejmé, že tato topologie je nevhodná pro nízkonapěťové aplikace.

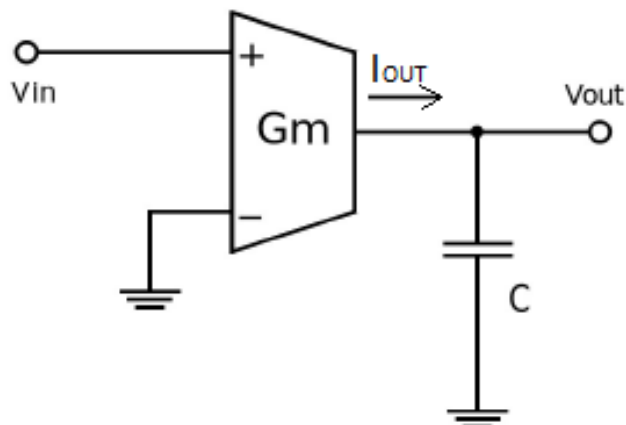
### 3.1.Topologie Gm – C

Plně integrované filtry pro vysoké frekvence začaly být aktuální s nástupem přenosné elektroniky, tedy v druhé polovině 80. let minulého století [11]. Jak již bylo zmíněno, CT filtry mohou být jedinou alternativou pro vysokofrekvenční aplikace, díky jejich kontinuálnímu zpracovávání signálu a poměrně malé spotřebě. Těmto parametrům nejvíce vyhovuje topologie používající transkonduktanční operační zesilovač (OTA) a kondenzátor. V literatuře se nejčastěji lze setkat s označením Gm – C, ale někdy bývá zaměňováno s označením OTA – C.

Topologie Gm – C vychází opět ze zapojení RC integrátoru. Zde je ovšem odpor nahrazen OTA, jak je vidět na Obr. 11. U tohoto zapojení je možné realizovat integrátor se zápornou, ale oproti předchozímu zapojení i s kladnou integrační konstantou, a to jednoduchou záměnou výstupů zesilovače. Přenosová funkce tohoto integrátoru je pak dána rovnicí 3.16. OTA je tedy v ideálním případě zdroj proudu řízený napětím s konstantní transkonduktancí, nekonečnou vstupní a výstupní impedancí. Transkonduktance může být laditelná, a to buď proudem, nebo napětím a může pracovat na vysokých frekvencích, což dělá tuto topologii nejzajímavější a nejvíce zkoumanou v literatuře.

$$H(s) = \frac{gm}{sC} \quad 3.16$$



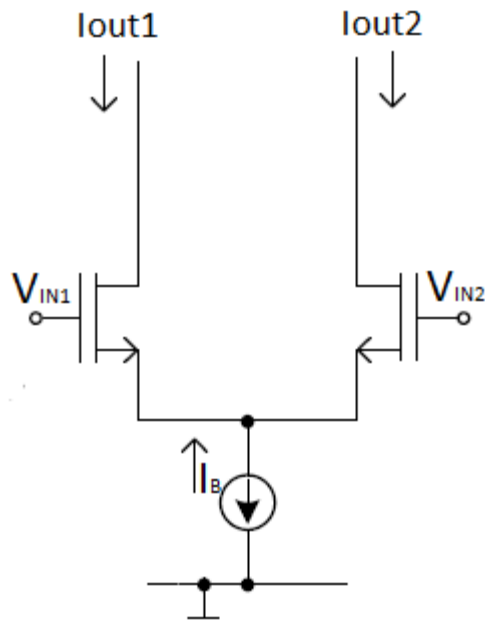


**Obr. 11 Topologie Gm – C**

### **Jednoduchý OTA**

Dále bude vysvětlena a matematicky popsána funkce jednoduchého OTA. Vnitřní zapojení OTA je na Obr. 12. Všechny tranzistory budou uvažovány v saturačním režimu, pro proudy diferenčním párem bude tedy platit rovnice 3.17, kde  $K_P$  je konstanta dána součinem  $\mu$  (pohyblivosti daného typu polovodiče) a  $C_{OX}$ , což je kapacita oxidu.  $W$  a  $L$  jsou šířka a délka kanálu tranzistoru,  $V_{GS}$  je napětí mezi bránou GATE a SOURCE.  $V_{th}$  je prahové napětí tranzistoru. V dalších výpočtech bude modulace délky kanálu, tedy výraz  $(1 + \lambda|V_{ds}|)$ , zanedbána.

$$I_D = \frac{1}{2} K_P \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda|V_{ds}|) \quad 3.17$$



**Obr. 12 Vnitřní struktura jednoduchého OTA**

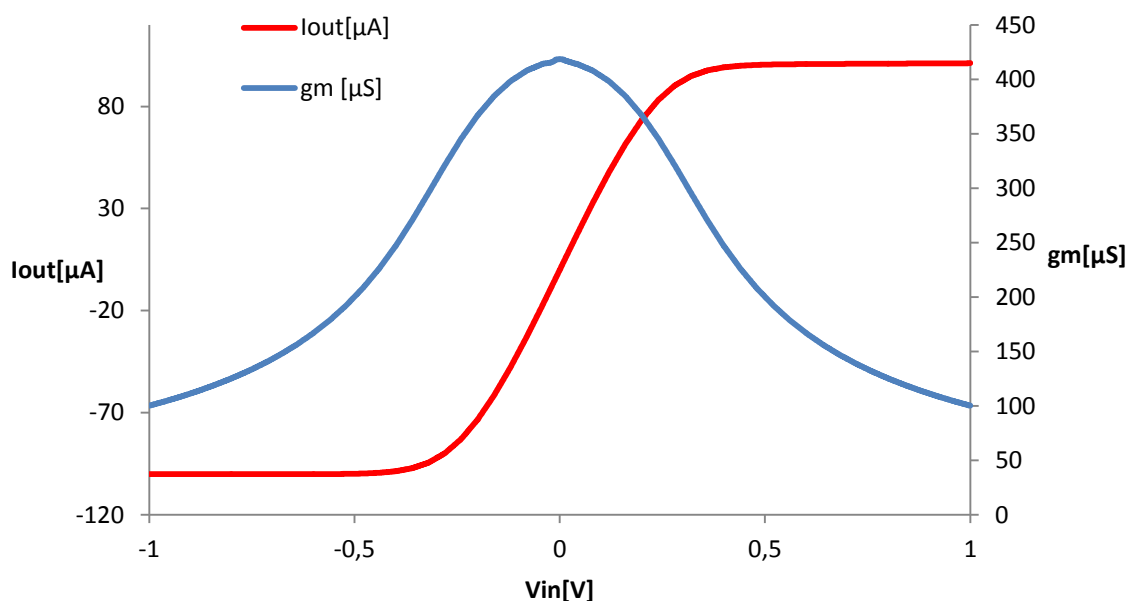
Výstupní proud je dán rovnicí 3.18, tedy součinem  $g_m$  a diferenčního vstupního napětí  $V_{IN}$ .  $G_m$  je derivací výstupního proudu k vstupnímu napětí, a platí tedy vztah 3.19. Tyto vztahy platí pouze pro malé signály. Pokud ovšem platí rovnice 3.20, uplatňuje se tzv. zákon druhé mocniny.[13]

$$I_{OUT} = g_m V_{IN} \quad 3.18$$

$$g_m = \sqrt{2K_P \frac{W}{L} I_B} \quad 3.19$$

$$V_{IN} \geq \sqrt{\frac{I_B}{\frac{WK_P}{2L}}} \quad 3.20$$

Na Obr. 13 je znázorněn graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance na vstupním napětí, je zřejmé, že výstupní proud se bude chovat lineárně pouze okolo nuly. Rozsah vstupního napětí je tedy asi  $\pm 100$  mV. Proto je nutné transkonduktor linearizovat, což se děje pomocí následujících technik. Zkreslení při vstupním napětí  $V_{P-P} = 100$  mV bylo  $-THD = -8,4$  dB.



**Obr. 13 Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance na vstupním napětí jednoduchého OTA**

### Linearizace pomocí konstantního $V_{ds}$

Na Obr. 14 je znázorněno schéma popisující tuto techniku. Hlavní myšlenkou této techniky je udržovat tranzistory  $M_1$  a  $M_2$  v lineárním (v zahraniční literatuře triodovém) režimu, čímž se výstupní proud linearizuje. Proud tímto tranzistorem je dán rovnicí 3.6. Pokud oba zesilovače jsou ideální pak napětí  $V_C$  se celé přenesse na elektrodu drain a platí rovnice 3.21.

$$V_{DC1} = V_{DC2} = V_C \quad 3.21$$

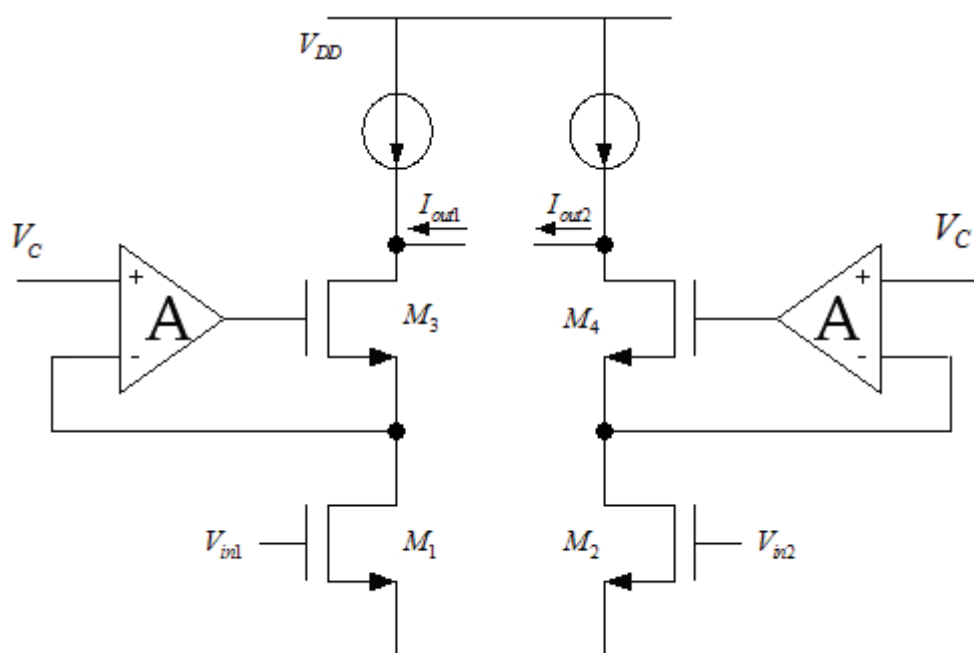
Výstupní proud je pak popsán rovnicí 3.22.

$$I_{OUT} = I_{OUT1} - I_{OUT2} = K_P \frac{W}{L} V_C (V_{IN1} - V_{IN2}) \quad 3.22$$

Hodnota transkonduktance je pak dána rovnicí 3.23 a je možné ji řídit změnou napětí  $V_C$ , které je nutno udržovat do hodnoty dané rovnicí 3.24, což do určité míry omezuje možnosti ladění.

$$G_m = K_P \frac{W}{L} V_C \quad 3.23$$

$$V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} \quad 3.24$$



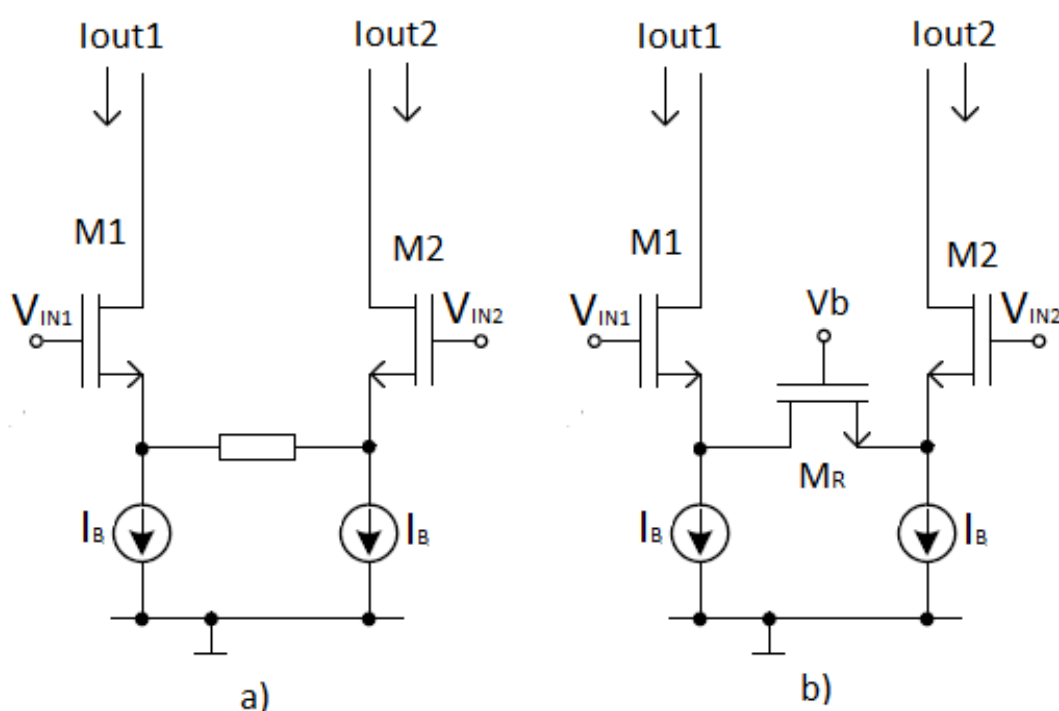
**Obr. 14** Linearizace transkonduktoru s konstantním  $V_{ds}$

Tato technika vyžaduje velice přesný návrh operačního zesilovače, aby dokázal udržovat napětí  $V_{DS}$  na hodnotě  $V_C$ . Zabírá poměrně velký prostor na čipu a má větší spotřebu. Zesilovač je možné nahradit obvodem s tzv. regulovanou kaskodou, což je popsáno například v [12].

## Linearizace pomocí source degenerace (SD)

Jedná se o jednu z nejjednodušších linearizačních metod. Schéma tohoto zapojení je na Obr. 15 a). Tranzistory  $M_1$  a  $M_2$  v diferenčním páru fungují jako sledovače vstupního napětí, které tak určuje napětí na odporu.  $G_m$  tohoto zapojení je vyjádřeno v rovnici 3.25. Je zřejmé, že pokud bude odpor  $R \gg 1/g_m$  bude celkové  $G_M \approx 1/R$ . Čím větší je odpor, tím je větší vstupní lineární rozsah, ale menší  $G_M$ .

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R} \quad 3.25$$

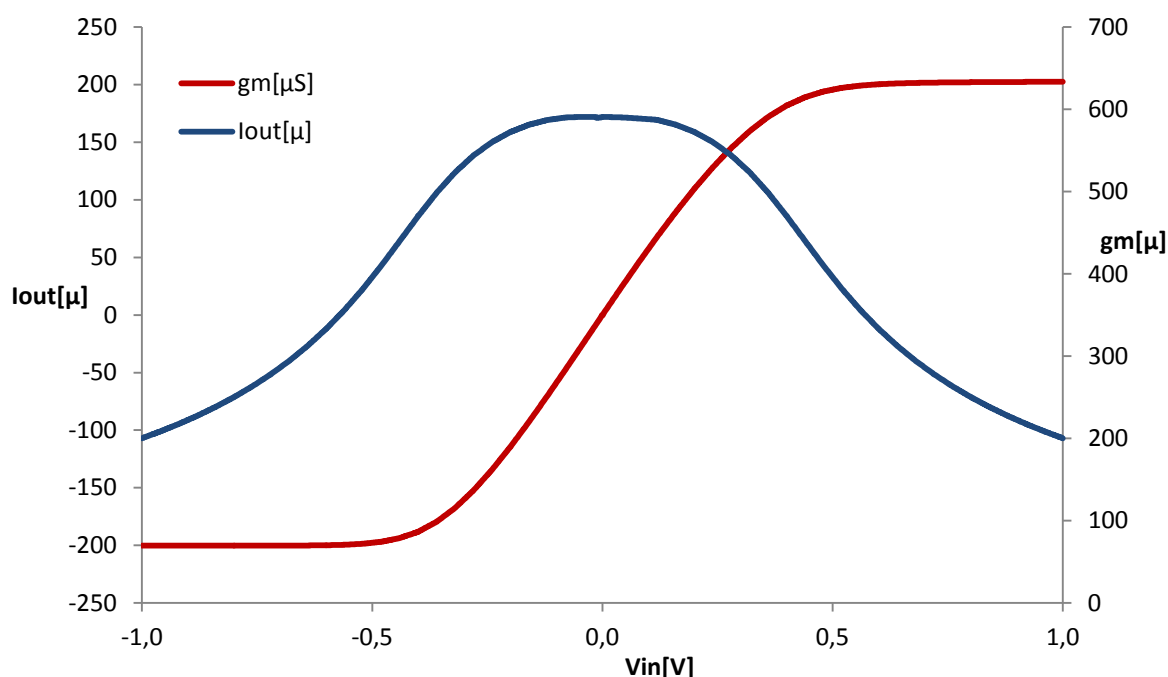


**Obr. 15** Linearizační technika využívající source degenerace a) s odporem b) s tranzistorem v lineárním režimu

Na Obr. 15 b) je ekvivalentní obvod, který na místo odporu používá tranzistor v lineárním režimu. Tento tranzistor, respektive vodivost jeho kanálu, lze řídit pomocí napětí  $V_b$ .  $G_M$  tohoto zapojení je pak dáno rovnicí 3.26. Na Obr. 16 je znázorněn průběh

výstupního proudu a transkonduktance v závislosti na vstupním napětí. Vstupní lineární rozsah v tomto zapojení je +/- 250 mV. Zkreslení pro tento lineární rozsah bylo THD = -23,3 dB.

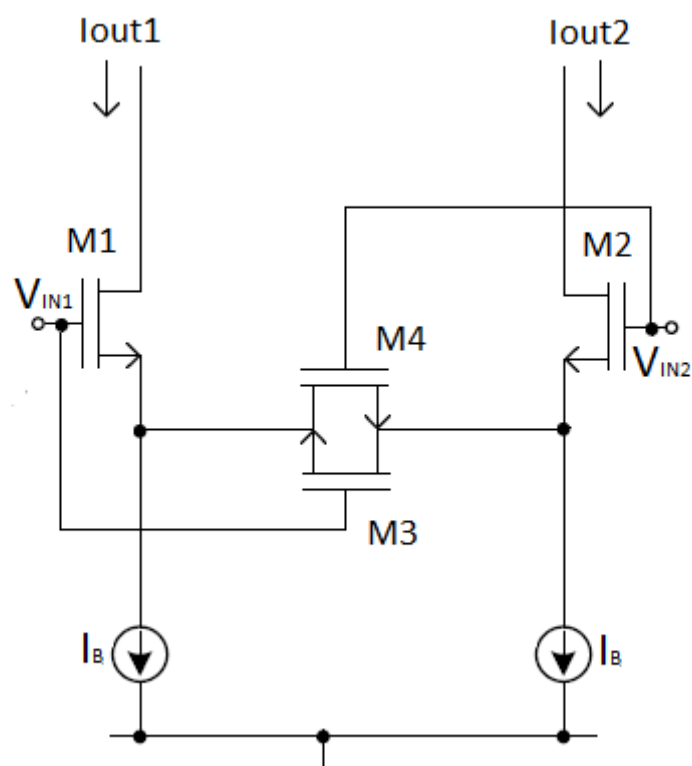
$$G_m = 2K_{pn} \frac{W}{L} (V_{Icm} - V_B) \quad 3.26$$



**Obr. 16** Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance na vstupním napětí

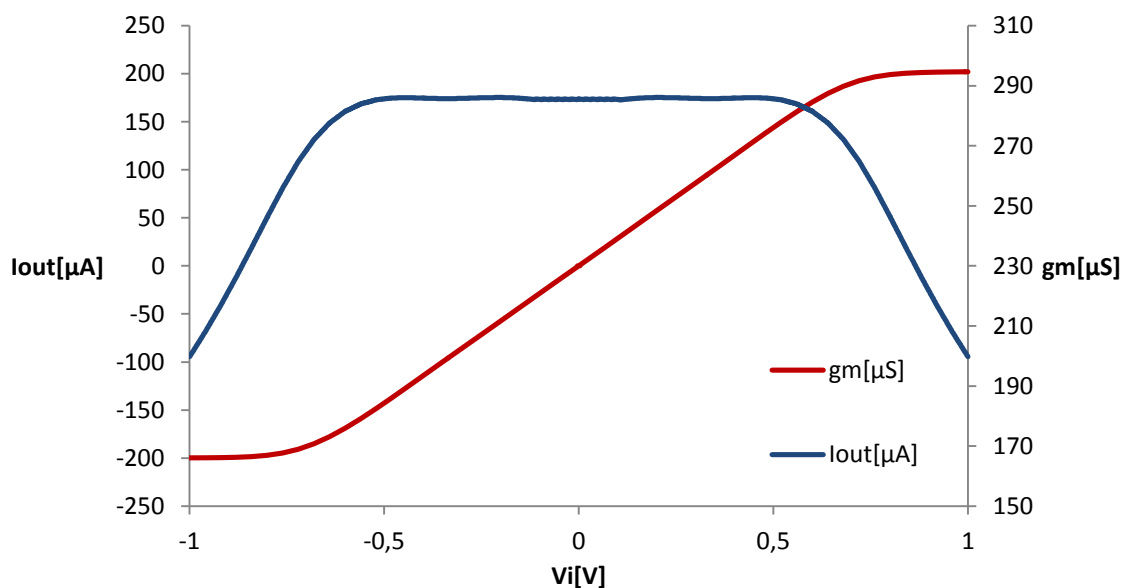
Jinou možností použití source degenerace je zapojení na Obr. 17. Tranzistory  $M_3$  a  $M_4$  pracují opět v lineárním režimu a jejich řízení je prováděno dynamicky, protože brány gate jsou připojeny na vstup. Výpočet transkonduktance  $G_m$  tohoto zapojení je v 3.27, kde koeficienty  $K_1$  a  $K_3$  jsou substitucí  $K_X = \mu C_{OX} W/L$ .

$$G_m = \frac{2K_1K_3}{K_1 + 4K_3} \sqrt{\frac{2I_B}{K_1}} \quad 3.27$$



**Obr. 17 Source degenerace využívající 2 tranzistory**

Vyšší linearity bude dosaženo za předpokladu, že  $r_{ds34} \gg r_{ds12}$ . Poměrem  $K_1/K_3$  lze řídit linearitu, tento poměr však ovlivňuje transkonduktanci. Podle [12] je tento poměr pro dosažení nejlepší linearity 6,7. Na Obr. 17 je zobrazen průběh výstupního napětí a transkonduktance na vstupním napětí, lze si všimnout většího vstupního rozsahu, který se pohyboval  $\pm 0,5$  V. Zkreslení pro tento rozsah bylo THD = -21,1 dB.



**Obr. 18** Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance na vstupním napětí pro zapojení z Obr. 17

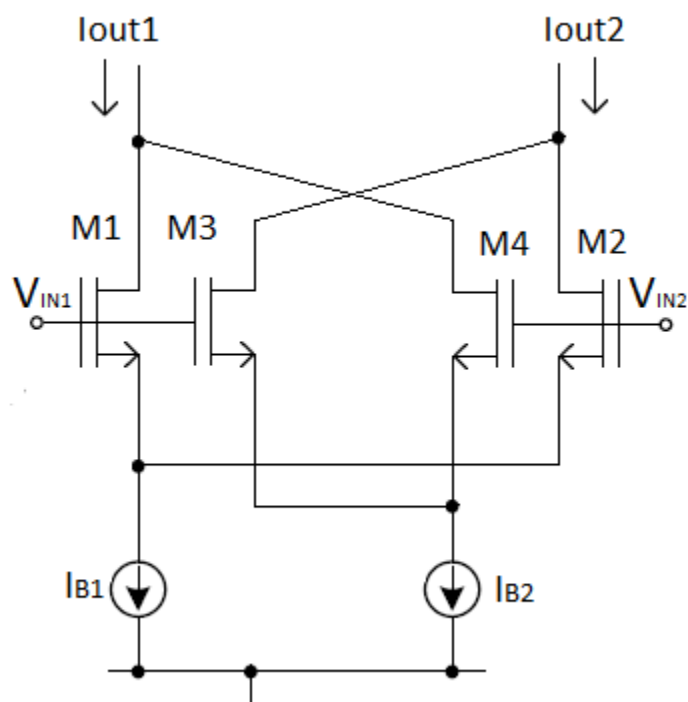
### Linearizace pomocí křížení

Další způsob linearizace je tzv. křížené spojení dvou diferenčních párů. Jednoduchý diferenční pár dokáže výrazně eliminovat sudé harmonické zkreslení, což znamená, že největším problémem se stává 3. harmonická složka ( $HD_3$ ), která lze vypočítat pomocí rovnice 3.28. Z této rovnice je zřejmé, že nejvýznamnější složka zkreslení je závislá na poměru  $K^{2/3}$  a  $I_B^{1/2}$ . Toto zkreslení může být zrušeno připojením druhého diferenčního páru s rozdílným  $gm$ , ale stejným zkreslením. Poměry koeficientu  $K$  a proudu  $I$  jsou dány 3.29.

$$HD_3 = \frac{K^{\frac{2}{3}}}{2\sqrt{2}I_B} V_{IN}^3 \quad 3.28$$

$$\left(\frac{K_{3,4}}{K_{1,2}}\right)^3 = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \quad 3.29$$



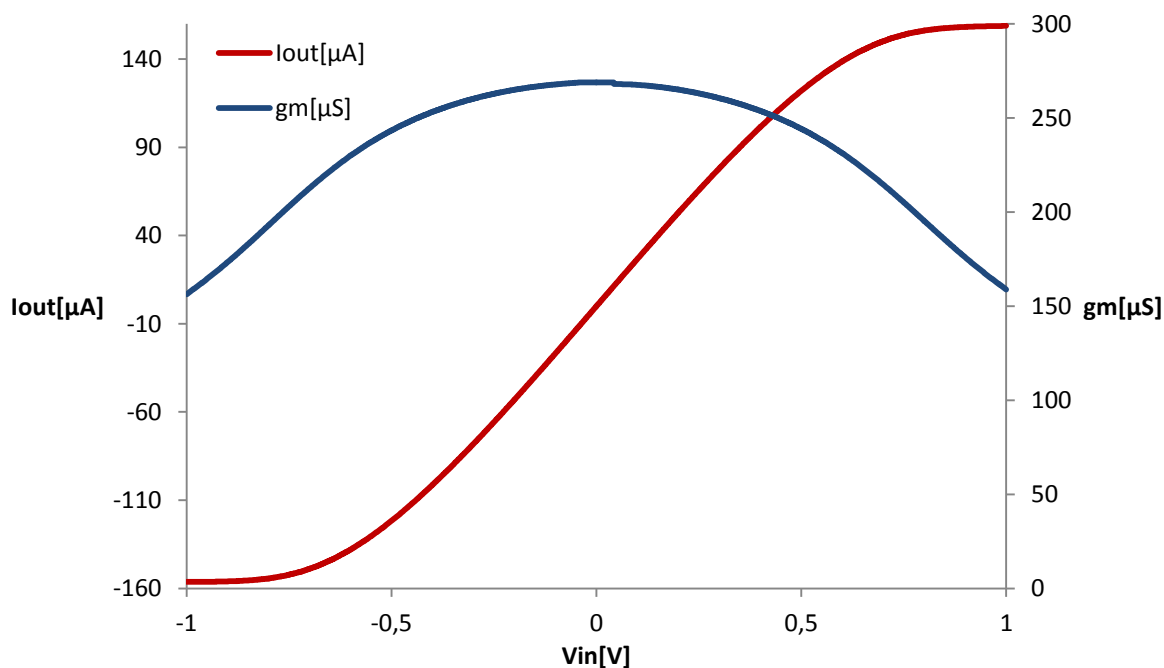


**Obr. 19 Linearizace pomocí křížení**

Výsledné  $g_m$  tohoto zapojení je pak dáno rovnicí 3.30. Nejlepší linearizace by bylo dosaženo při  $I_{B1} = I_{B2}$ , to by ovšem mělo za následek nulové  $g_m$ .

Podle [13] je vhodný poměr  $I_{B1} : I_{B2} = 1:4$ . Na Obr. 20 je znázorněn graf výstupního proudu a transkonduktance tohoto zapojení, lineární vstupní rozsah napětí je  $\pm 0,4$  V. Pro tento rozsah bylo zkreslení THD = -26dB.

$$G_m = g_{m_{1,2}} \left[ 1 - \left( \frac{K_{3,4}}{K_{1,2}} \right)^2 \right] = g_{m_{1,2}} \left[ 1 - \left( \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right)^{\frac{2}{3}} \right] \quad 3.30$$



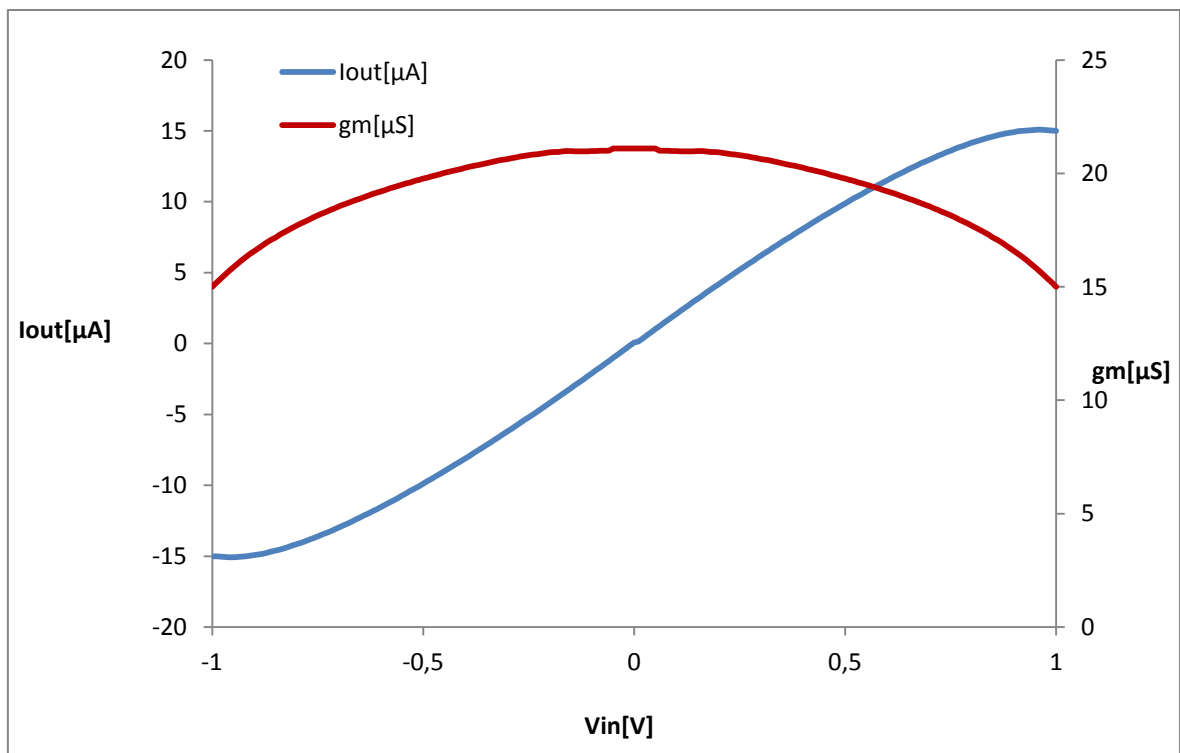
**Obr. 20 Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance v zapojení s křížením při poměru  $I_{B1} : I_{B2} = 1 : 4$**

Technik linearizace je v zahraniční literatuře dále popsáno mnoho, mezi další patří aktivní biasování, nesymetrické křížení a další, které jsou popsány v [12] a [13].

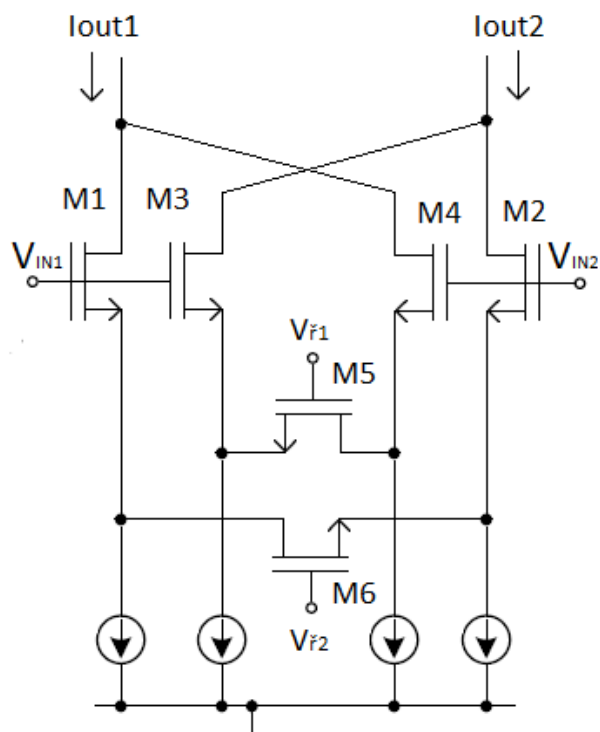
### **Linearizace pomocí 2 křížených transkonduktorů s SD**

Transkonduktor navržený v této práci využívá křížení dvou transkonduktorů se source degenerací. Principiálně se shoduje s transkonduktorem na Obr. 22. Výpočet  $g_m$  je dán rovnicí 3.31. Díky závislosti na rozdílu řídicích napětí lze transkonduktor více přelad'ovat. Vstupní napětí se pohybuje v lineární části v rozsahu  $\pm 0,5$  V. Pro tento rozsah bylo zkreslení THD = -27,4 dB.

$$G_m = 2K_{Pn}\left(\frac{W}{L}\right)_{5,6}(V_{r1} - V_{r2}) \quad 3.31$$



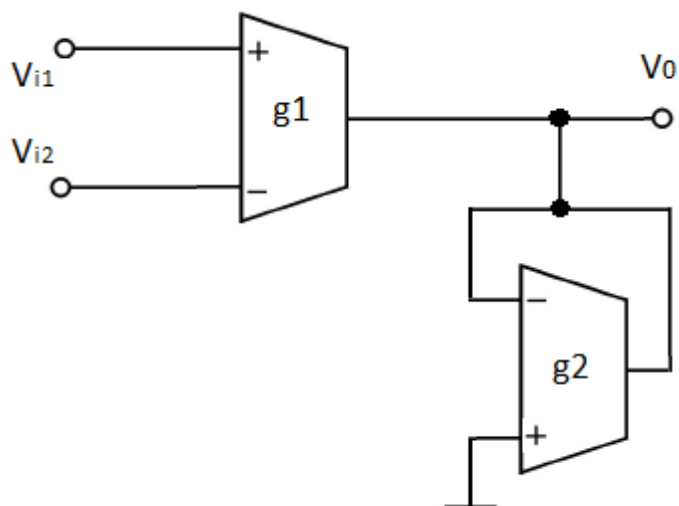
Obr. 21 Graf závislosti výstupního proudu a transkonduktance



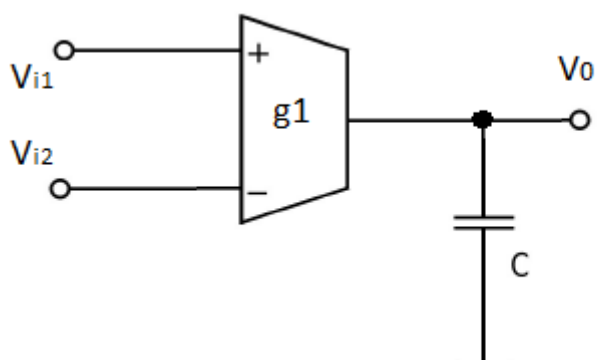
Obr. 22 Křížení dvou tranzistorů s source degenerací

## 4. Návrh filtru

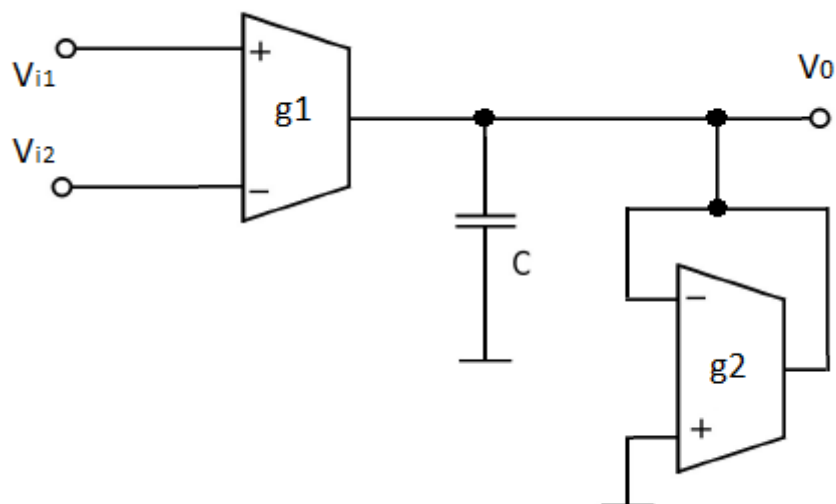
Pro sestavování Gm – C filtrů jsou obvykle používány následující stavební bloky, kterými lze realizovat, při zapojení do smyčky, filtry vysokých řádů a ladit je pomocí vztahů níže.



Obr. 23 Zesilovač



Obr. 24 Ideální integrátor



**Obr. 25 Ztrátový integrátor**

Na Obr. 23 je zesilovač, jehož zisk je dán rovnicí 4.1.

$$k = \frac{V_0}{V_{I1} - V_{I2}} = \frac{gm_1}{gm_2} \quad 4.1$$

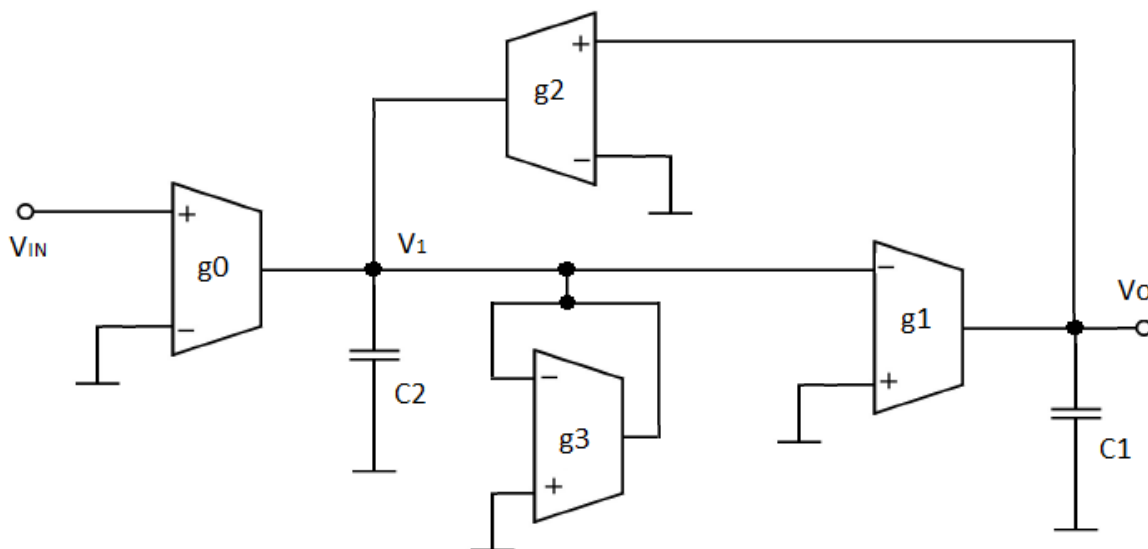
Přenosová funkce ideálního integrátoru z Obr. 24 je dána rovnicí 4.2.

$$H(s) = \frac{V_0}{V_{I1} - V_{I2}} = \frac{1}{s \left( \frac{C}{gm_1} \right)} \quad 4.2$$

Ztrátový integrátor, který je na Obr. 25 má přenosovou funkci danou rovnicí 4.3.

$$H(s) = \frac{V_0}{V_{I1} - V_{I2}} = \frac{gm_1}{sC + gm_2} \quad 4.3$$

Filtr navržený v této práci využívá zapojení Tow – Thomas biquad (viz Obr. 26), které se skládá z ideálního a ztrátového integrátoru ve smyčce. Toto zapojení je v praxi jedno z nejpoužívanějších pro jeho jednoduchou strukturu, nízkou citlivost a relativně malé parazitní účinky.[11]



Obr. 26 Tow – Thomas filtr 2. Řádu

Přenosová funkce filtru je dána vztahem 4.4.

$$H(s) = \frac{V_0}{V_I} = \frac{-gm_0gm_1}{s^2C_1C_2 + sgm_3C_1 + gm_1gm_2} = \frac{-K_{DP}\omega_0^2}{s^2 + s\left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2} \quad 4.4$$

Návrh filtru je dále možno zjednodušit substitucí  $gm_x = gm_0 = gm_1 = gm_2$  a  $C_x = C_1 = C_2$ . Základní parametry filtrů je možné spočítat jednoduše pomocí rovnic 4.5, 4.6 a 4.7.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{gm_1gm_2}{C_1C_2}} =_{po\ sub.} \frac{gm_x}{C_x} \quad 4.5$$

$$Q = \frac{1}{gm_3} \sqrt{\frac{gm_1 gm_2 C_1}{C_2}} =_{po\ sub.} = \frac{gm_x}{gm_3} \quad 4.6$$

$$K_{DP} = \frac{gm_0}{gm_2} =_{po\ sub.} = 1 \quad 4.7$$

Z výše uvedených vztahů je zřejmé, že ladění činitele kvality  $Q$  a zesílení  $K_{DP}$  lze realizovat pomocí poměru obvodových prvků. Ladění mezní frekvence probíhá současným přeladováním všech transkonduktorů.

Tímto zapojením je navíc možné realizovat i filtr typu pásmová propust a to prostým vyvedením výstupu z uzlu  $V_1$ .

Filtr byl navržen pro následující parametry uvedené v Tabulka 1.

**Tabulka 1 Parametry filtru**

Parametr	Hodnota parametru
Mezní frekvence $f_0$	120 kHz
Činitel kvality $Q$	0,707 (-)
Koeficient přenosu filtru $K_{DP}$	1 (-)
Kapacita $C_1$ a $C_2$	30p

Ze vztahů a parametrů výše byly dopočítány hodnoty transkonduktance a velikosti tranzistorů, které jsou uvedeny v Tabulka 2.

**Tabulka 2 Hodnoty transkonduktance a tranzistorů**

	Gm [ $\mu$ S]	W/L[-]	W [ $\mu$ m]	L [ $\mu$ m]
<b>Gm<sub>0</sub>, Gm<sub>1</sub>, Gm<sub>2</sub></b>	22,6	0,25	2,5	10
<b>Gm<sub>3</sub></b>	32	0,35	3,5	10

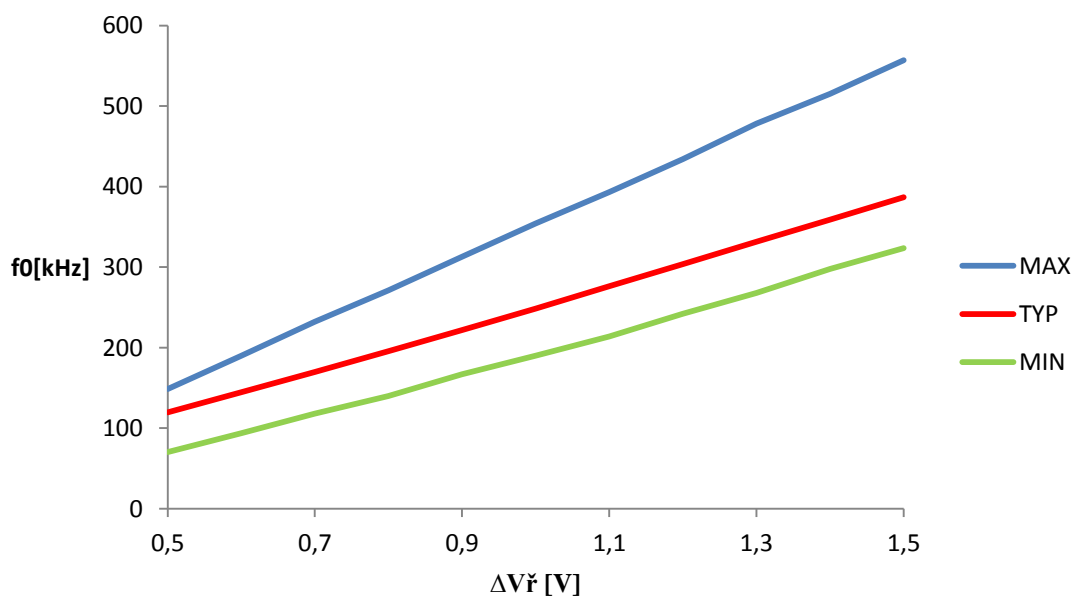
## Simulace

Pro simulace byl navržen transkonduktor na tranzistorové úrovni, jehož zapojení je přiloženo k práci viz strana 55. Schéma simulovaného filtru na straně 56.

Přeladování filtru bylo tedy realizováno pomocí rozdílu řídicích napětí  $\Delta V_{\text{ř}}$ . Jedno z napětí bylo na konstantním potenciálu 3,5V a druhé bylo rozmítáno od 4V do 5V. Přitom byla sledována mezní frekvence. Kmitočtová modulová charakteristika je na straně 57.

Při přeladování docházelo také k rozmítání parametrů zesílení  $k$  a činitele jakosti  $Q$ . To bylo způsobeno vstupním ofsetem transkonduktorů. Tento nedostatek lze řešit samostatným řízením transkonduktoru  $gm_3$ .

Na Obr. 27 je vynesena závislost mezní frekvence a řídicím napětí pro dva nejhorší případy hodnot prvků. Krajní hodnoty společně s parametry corner analýzy jsou zpracovány v Tabulka 3.



**Obr. 27** Závislost mezní frekvence na řídicím napětí pro krajní hodnoty prvků (tzv. cornry)



**Tabulka 3 Výsledky corner analýzy pro mezní frekvenci**

<b>Teplota [°C]</b>	<b>Parametr tranzistoru</b>	<b>Parametr kapacity</b>	<b>Mezní frekvence <math>f_{0min}</math> [kHz]</b>	<b>Mezní frekvence <math>f_{0max}</math> [kHz]</b>
27	TYP	TYP	119,6	386,8
100	MIN	MAX	70,3	323,4
-20	MAX	MIN	148,7	556,7

Z výsledků je zřejmé, že frekvenci lze ladit při typických hodnotách parametrů od 119,6 kHz do 386,8 kHz, což odpovídá faktoru přeladění 3,2. Je nutné ovšem brát v úvahu rozptyl parametrů, který toto přeladění omezuje na rozmezí od 148,7 kHz do 323,4 kHz, což mění faktor přeladění na 2,1.

Dále byla provedena časová analýza. Harmonické zkreslení pro amplitudu napětí vstupního signálu 500 mV a kmitočet 120 kHz bylo -23 dB, což je hodnota poměrně velká a byla způsobena jednovstupovým zapojením filtru, kdy nejsou eliminovány sudé harmonické.

## 5. Závěr

Tato práce se zabývá problematikou integrovaných filtrů v CMOS technologii. Je uveden základní přehled a porovnání možností integrace filtrů, ať už pracujících diskrétně nebo spojitě v čase.

Dále je popsána topologie MOSFET – C, způsoby její linearizace a možnosti ladění. Tato topologie může dosahovat velkého přeladění s relativně velkým vstupním signálovým rozsahem, ale to pouze při vyšších napájecích napětích.

Hlavní částí práce je zpracování problematiky topologie  $G_m - C$ . Jsou zkoumány a simulovány linearizační techniky. Konkrétně linearizace pomocí source degenerace s mosfet tranzistorem, tato metoda má relativně dobré přeladovací možnosti, ošem vstupní lineární rozsah je pouze  $\pm 250$  mV a zkreslení -23 dB. Další popsanou metodou je source degenerace se dvěma tranzistory řízenými vstupním signálem. Touto technikou bylo dosaženo lineárního vstupního rozsahu  $\pm 500$  mV a zkreslení -21 dB. Ladění je zde realizováno biasovacím proudem, což vede k velké spotřebě. Poslední simulovanou technikou linearizace bylo křížení dvou diferenčních párů, simulací bylo dosaženo lineárního vstupního rozsahu  $\pm 400$  mV a zkreslení -26 dB. Navržený transkonduktor má lineární rozsah  $\pm 500$  mV a zkreslení -27 dB, jeho hlavní předností je největší možnost ladění.

Filtr v této práci byl navržený pro mezní frekvenci 120 kHz. Teoretické přeladění se mělo pohybovat v mezích 120 kHz až 358 kHz. Simulací bylo zjištěno, že absolutní hodnota přeladění byla 119,6 kHz až 386 kHz. Po corner analýze byly tyto hodnoty omezeny na rozmezí 148,7 kHz až 323,4 kHz. Je tedy zřejmé, že filtr lze ladit s faktorem 2,1. Zkreslení pro základní kmitočet signálu s amplitudou 500 mV bylo -23 dB. Zkreslení by bylo možné vykompenzovat plně diferenčním zapojením filtru, které by významně omezilo sudé harmonické.

## 6. Seznam použité literatury

1. BIOLEK, Dalibor. UNIVERSITA OBRANY. *Elektronické obvody I Učebnice* [online]. 1. Vyd. Brno, 2006 [cit. 2013-11-12]. ISBN 80-7231-169-7. Dostupné z: <http://user.unob.cz/biolek/vyukaVA/skripta/EO.pdf>.
2. HÁJEK, Karel a Jiří SEDLÁČEK. *Kmitočtové filtry*. 1. Vyd. Praha: BEN, 2002, 536 s. ISBN 80-7200-023-7.
3. BIČÁK, Jan, Miloš LAIPERT a Miroslav VLČEK. *Lineární obvody a systémy*. 1. Vyd. Praha: Česká technika – nakladatelství ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03649-5.
4. VRBA, Adam. *ANALÝZA A REALIZACE KMITOČTOVÉHO FILTRU PRELADITELNÉHO ZMENOU PARAMETRU AKTIVNÍHO PRVKU* [online]. Brno, 2010 [cit. 2013-11-30]. Dostupné z: [http://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=2932](http://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=2932)  
2. Diplomová práce. VUT.
5. DOSTÁL, Tomáš. *Elektrické filtry*. Brno, 2004. ISBN 80-214-2561-X. Skripta. VUT.
6. BISHOP, O. *Understand electronic filters*. Boston: Butterworth-Heinemann, 1996, vii, 168 p. ISBN 07-506-2628-3. Dostupné z: <http://books.google.cz/books?id=Uco1Cy66oPUC&printsec=frontcover&hl=cs#v=onepage&q&f=false>.
7. BRANDON, DAVID a KEN GENTILE. ANALOG DEVICES. *DDS-Based Clock Jitter Performance vs. DAC Reconstruction Filter Performance* [online]. 2006 [cit. 2013-12-02]. Dostupné z: [http://www.analog.com/static/imported-files/application\\_notes/351016224AN\\_837.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/351016224AN_837.pdf).
8. BIOLEK, Dalibor. *OBVODY SE SPÍNANÝMI KAPACITORY*. [online]. S. 10 [cit. 2013-12-06]. Dostupné z: [http://user.unob.cz/biolek/veda/articles/EDS95\\_1.pdf](http://user.unob.cz/biolek/veda/articles/EDS95_1.pdf)
9. HÁZE, Jiří, Radimír VRBA, Lukáš FUJČÍK a Ondřej SAJDL. *Teorie vzájemného převodu analogového a číslicového signálu* [online]. Brno, 2010, 139 s. [cit. 6.12.2013]. Dostupné z: [http://www.umel.feec.vutbr.cz/MTVP/prednasky/AD\\_DA\\_scripta.pdf](http://www.umel.feec.vutbr.cz/MTVP/prednasky/AD_DA_scripta.pdf)
10. WILMHURST, T.H. *Analog circuit techniques with digital interfacing*. Oxford: Newnes, 2001. ISBN 00-804-7582-5.
11. WAI-KAI CHEN, General chairman. *Design of high frequency integrated analogue filters: Sheraton Chicago Hotel*. Editor Yichuang Sun. London: The Institute of Electrical Engineers, 2002, xiv, 243 s. ISBN 08-529-6976-7.

12. *Advances in Solid State Circuits Technologies*. Chorvatsko: Intech, 2010. ISBN 978-953-307-086-5. Dostupné z: <http://sciyo.com/books>
13. WING, Choi Yu. *A 70MHz CMOS Gm-C Bandpass Filter with Automatic Tuning*. Hong Kong, 1999. Dostupné z: [http://www.ee.ust.hk/~analog/thesis/bandpass\\_filter.pdf](http://www.ee.ust.hk/~analog/thesis/bandpass_filter.pdf). Diplomová práce. The Hong Kong University of Science and Technology.

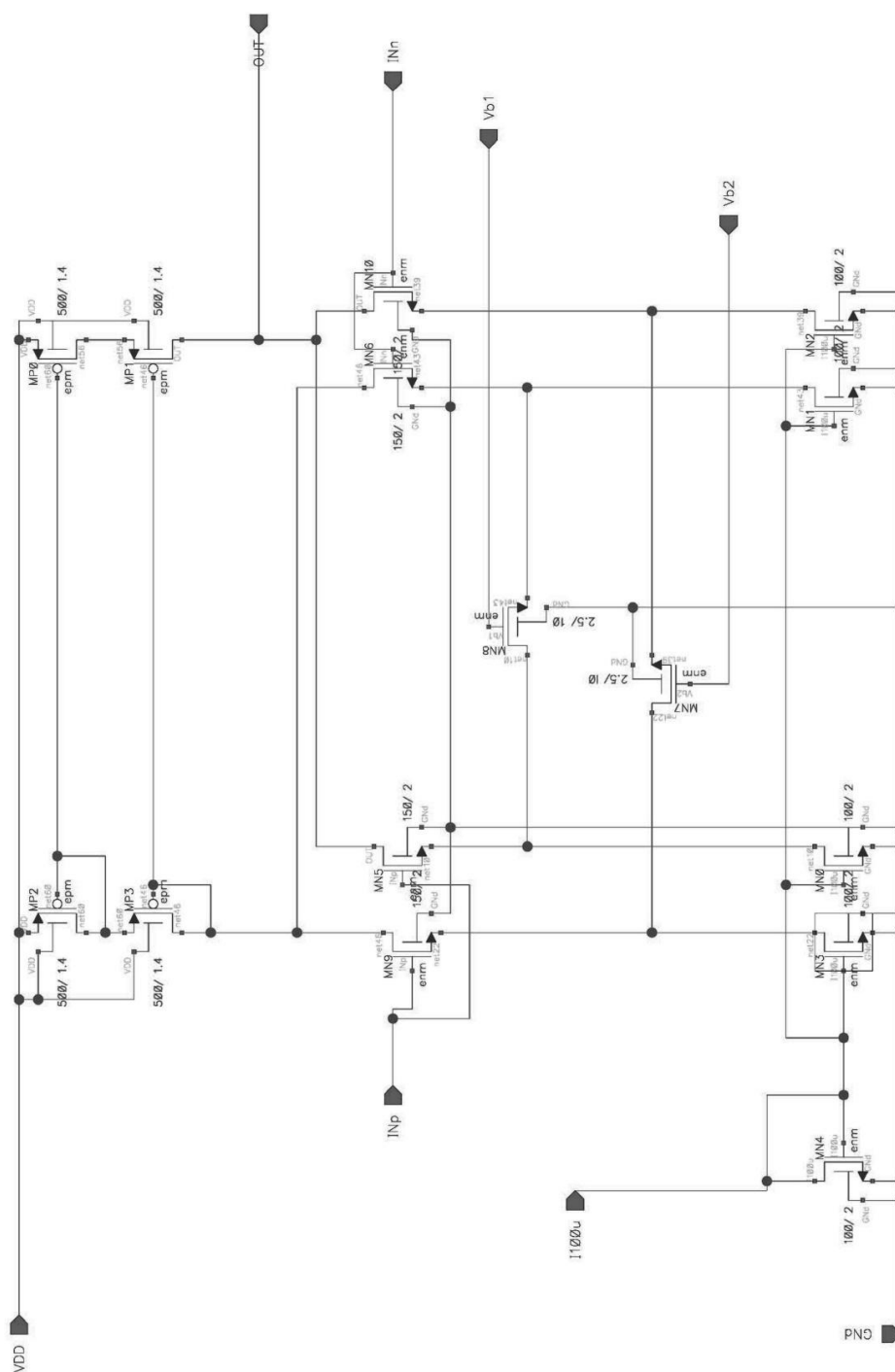
## 7. Seznam použitých zkratek

Zkratka	Význam	Jednotka
$\mu$	Pohyblivost	$\text{m}^2/\text{Vs}$
$A_{\text{DC}}$	Stejnoseměrné zesílení	dB
$C_c$	Přepínaný kondenzátor	C
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor	-
$C_{\text{OX}}$	Kapacita hradlového oxidu	A
CT	Continuous Time (spojitý v čase)	-
D/A	Digital/analog	-
DP	Dolní propust	-
$F_0$	Mezní kmitočet	Hz
$f_{\text{clk}}$	Přepínací frekvence	Hz
$F_M$	Mezní kmitočet	Hz
$g_m$	Transoduktance	A/V
$H(s)$	Přenosová funkce	-
$HD_3$	Třetí harmonická	-, dB, %
HP	Horní propust	-
$I_B$	Biasovací (řídící) proud	A
$I_D$	Proud kanálem tranzistoru	A
K	Integrační konstanta	-
$K_p$	Přenosová funkce	-
KP	Technologická konstanta	$\text{A/V}^2$
L	Cívka	H
L	Délka kanálu	$\mu\text{m}$
OTA	Transkonduktanční operační zesilovač	-
OZ	Operační zesilovač	-
PP	Pásmová propust	-
PZ	Pásmová zádrž	-
Q	Činitel kvality	-
$R_{\text{ekv}}$	Ekvivalentní odpor	$\Omega$
SC	Switches Capacitors (spínané kondenzátory)	-
t	Čas	s
THD	Total harmonic distortion (celkové zkreslení)	-, dB, %
$U_c$	Napětí na kondenzátoru	V

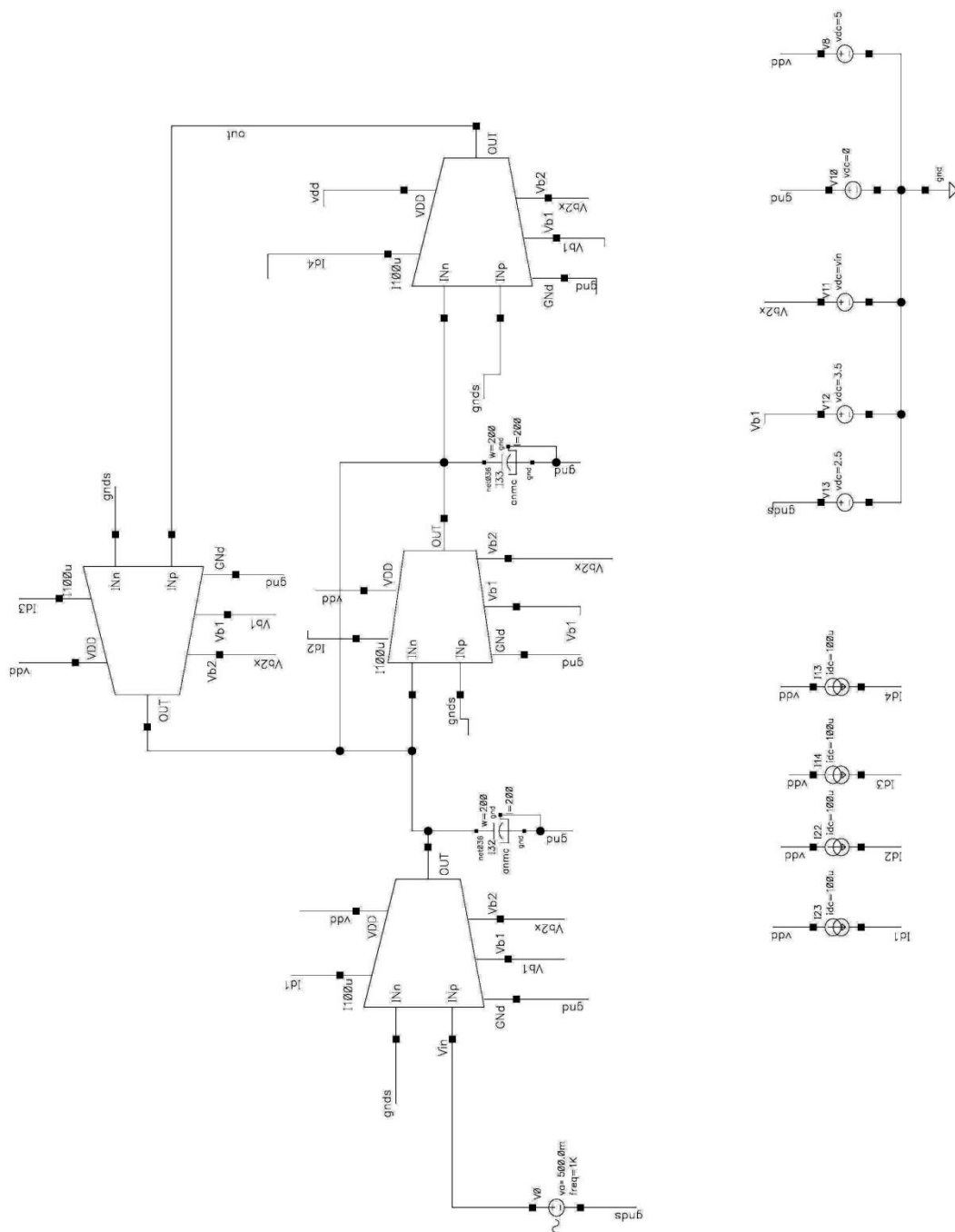
$V_{DS}$	Napětí mezi DRAIN a SOURCE	V
$V_{GS}$	Napětí mezi GATE a SOURCE	V
$V_{IN}$	Vstupní napětí	V
$V_{OD}$	Napětí (overdrive)	V
$V_{OUT}$	Výstupní napětí	V
$V_{Th}$	Prahové napětí	V
$W$	Šířka kanálu	$\mu\text{m}$
$\tau$	Časová konstanta	s

# Přílohy

## Příloha 1 Schéma transkonduktoru



## Příloha 2 Schéma filtru





### Příloha 3 Modulová frekvenční charakteristika filtru

